

PROGETTAZIONE DI SISTEMI MICROELETTRICI ANALOGICI

[Fotocopie di Appunti]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

PROFESSORE: Paolo Bruschi (<http://www.iet.unipi.it/p.bruschi/>)

LINK AL CORSO ANNO 2016/2017: http://docenti.ing.unipi.it/~a008309/mat_stud/PSM/2017/

FREQUENTAZIONE: Consigliata.

NOZIONI SUI CIRCUITI INTEGRATI

CIRCUITO INTEGRATO (IC)

È composto da componenti e interconnessioni fabbricati su un singolo pezzo di semiconduttore chiamato chip o die.

È a volte nominato anche cella.

Una cella può avere più view:

- schematic view: è la rappresentazione schematica del circuito elettrico;

- layout view: è la rappresentazione geometrica del chip;

- abstract view: è una rappresentazione parziale della layout view fornita insieme ad una IP.

DESIGN FLOW

È un insieme di passi necessari al fine di produrre un IC.

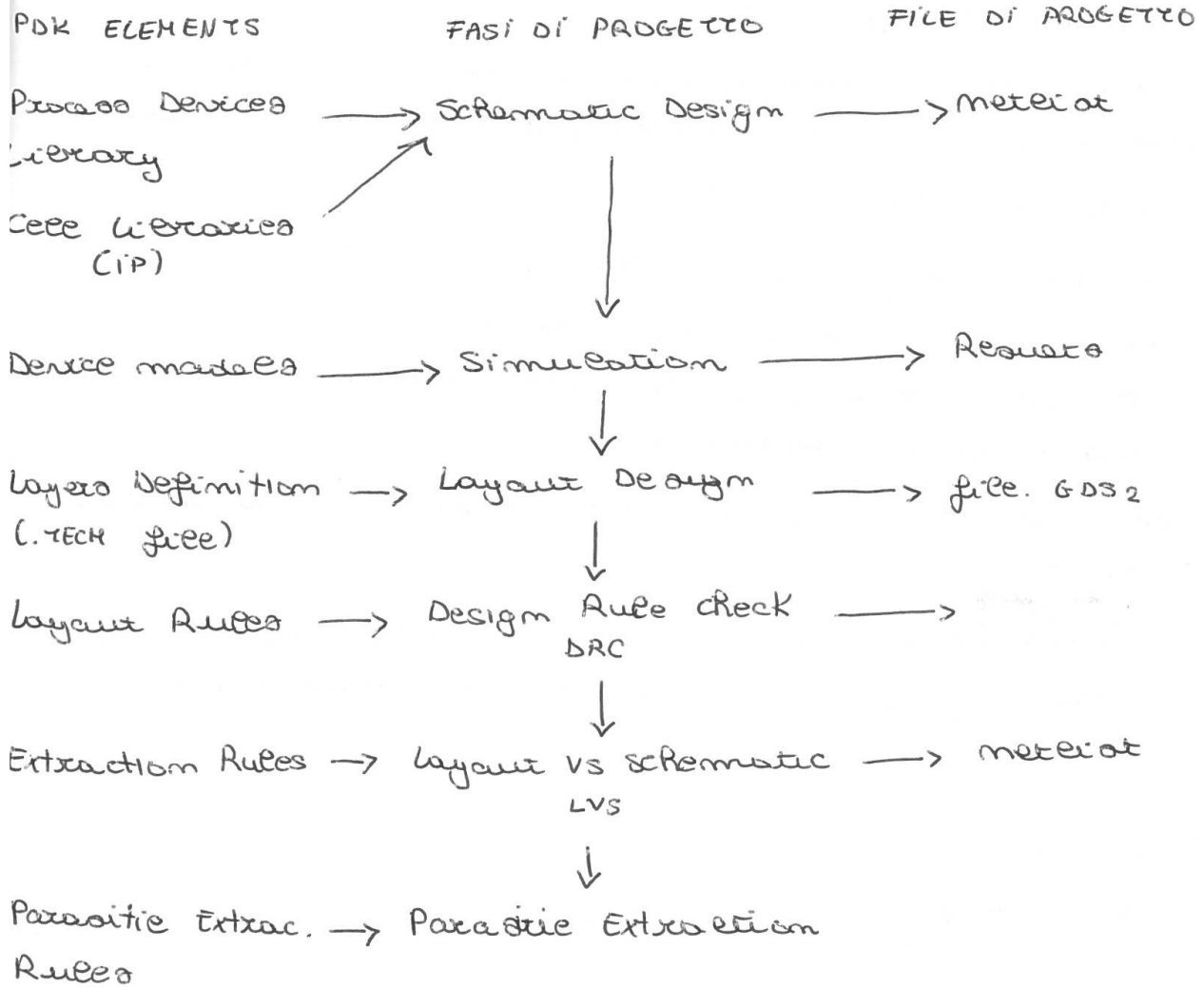
Ne esistono di tre tipi:

- analog design flow: è ottimizzato per produrre celle analogiche;

- digital design flow: è basato sul linguaggio descrittivo HDL ed è utilizzato per produrre architetture digitali complesse;

- Mixed-Signal design flow: include sia blocchi digitali che analogici.

ANALOG DESIGN FLOW



PDK : Process Design Kit

COMPONENTI PASSIVI NEI CIRCUITI INTEGRATI

RESISTORI

CONSIDERAZIONI GENERALI

$$R = R_s \cdot \frac{L}{W}, \quad R_s = \frac{\rho}{t}$$

ρ : Resistività

t : spessore layer

W è solitamente dettato da minimo valore imposto dalla tecnologia.

Per resistori che necessitano di condurre molta corrente, il valore di W può essere incrementato.

Autori per scegliere una tecnologia di fabbricazione di un resistore:

R_s

Dipendenza dalla tensione:

$$R(V) = R_0 (1 + \alpha_{V1} V + \alpha_{V2} V^2)$$

Dipendenza dalla temperatura:

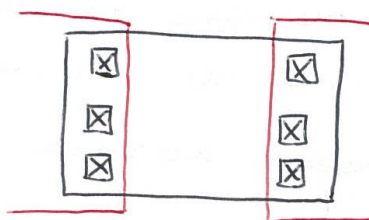
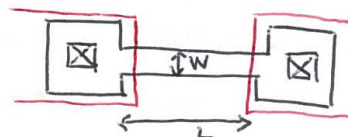
$$R(T) = R(T_0) [1 + \alpha_1 (T - T_0) + \alpha_2 (T - T_0)^2]$$

$\alpha_1 \equiv \text{TCR}$: Temperature coefficient of Resistance

$$\text{TCR} = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}, \quad [\text{TCR}] = ^\circ\text{C}^{-1}, \text{K}^{-1}$$

Componenti parassiti: presenza di effetti capacitivi tra il resistore e il substrato.

RESISTORI DI METAL



• METAL 1

• LAYER RESISTIVO

RESISTORI DI POLISILICIO

Sono costruiti sopra l'ossido di campo, che fornisce isolamento dal substrato.

Il corpo del resistore può essere protetto al fine di evitare la silicizzazione del polisilicio.

Vengono invece lasciate scoperte le aree di contatto al fine di ridurre la resistenza serie di contatto con la silicizzazione.

Si può inoltre procedere al debridage del polisilicio.

Tipo di Resistore	$R_s (\Omega)$	$TCR \left(\frac{ppm}{^\circ C} \right)$	$qV_1 \left(\frac{ppm}{V} \right)$
N+ POLY	30-150	$100 \div 500$	50
P+ POLY	50-400	$250 \div 1000$	-50
HIGH-RES POLY (decadimento degradato)	400-4000	$-1000 \div -3000$	100
POLY SILICIALIZZATO	5-10	$2500 \div 3500$	/

RESISTORI DI FILM SOTTILI

Costruiti con film metallici di spessore ridotto posizionati in strati sovrastanti all'ultimo livello di metallo.

Utilizzati per la trimming di resistenze attraverso la tecnica del Laser Trimming.

RESISTORI DIFFUSI

È costituito da una porzione di silicio drogata in maniera opposta al substrato in maniera da costituire una giunzione tra il layer resistivo e lo stesso substrato.

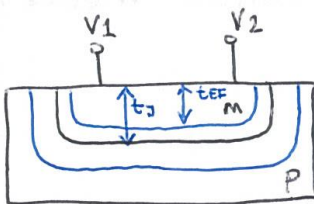
La giunzione viene quindi polarizzata in modo da permettere l'uso del resistore.



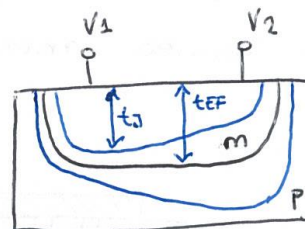
Il bulk viene connesso alla minima tensione

$$V_B = V_{SS}.$$

Il resistore presenta una forte dipendenza di R da V a causa della presenza della regione di saturamento. Il valore della resistenza dipende dall'impiantazione.



$$V_1 = V_2$$



$$V_1 < V_2$$

TIPO DI RESISTORE	$R_s (\Omega)$	$TCR \left(\frac{ppm}{^\circ C} \right)$	$\alpha_{V1} \left(\frac{ppm}{V} \right)$
N+ SU BUCK	30-80	$1000 \div 1500$	600
P+ SU N-WELL	50-150	$1000 \div 1500$	600
V-WELL SU BUCK	400-4000	$2000 \div 3000$	3000

CONDENSATORI

CONSIDERAZIONI GENERALI

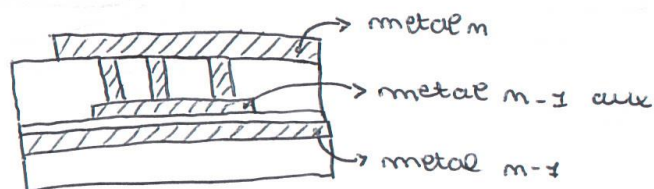
Criteri per scegliere la tecnologia di realizzazione di un condensatore:

- Capacità per unità di area;
- Linearità nella dipendenza da V ;
- Dipendenza da T ;
- Componenti parassiti.

METAL - INSULATOR - METAL (MIM)

Costituiti da due armature metalliche separate da uno strato di dielettrico.

Il condensatore è costruito tra una linea metal $m-1$ ed una linea metal $m-1$ aux.



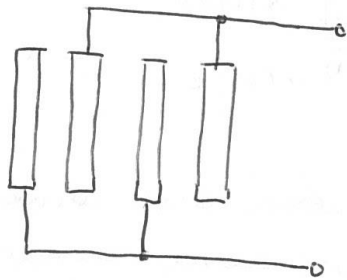
METAL - OXIDE - METAL (MOM)

È composto da linee di metal ~~parallele~~ collegato
alternativamente ai due terminali della capacità

$$C_{TOT} = (N-1) \cdot C_1$$

N : Numero di linee di metal

C_1 : Capacità tra due linee



Questa capacità non richiede l'uso di step di
processo aggiuntivi.

Per ottenere una
capacità minore di quella che si ottiene con
tecnologie MIM.

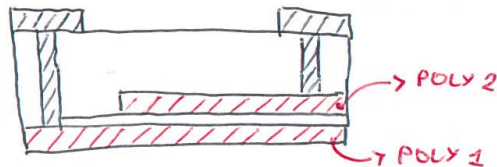
Il problema viene risolto utilizzando più livelli di
MIM connessi da vie.

Tecnologie spesso utilizzate per il trimming.

CONDENSATORI DI POLISILICIO

È possibile realizzare con un processo che possiede due livelli di polisilicio.

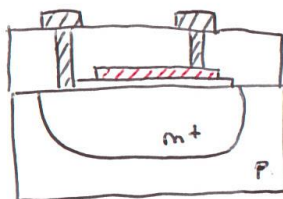
I due livelli di poli sono separati da ossido.



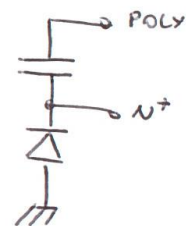
Quando non sono disponibili due livelli di poly è comunque possibile creare una capacità sfruttando un singolo livello di polisilicio ed una diffusione n^+ creata nel substrato.

Si inserisce una diffusione n^+ al di sotto del gate di un transistor MOS, collegando source e drain e sfruttando l'ossido di campo come isolante.

Il problema dell'utilizzo di questa tecnologia è la presenza di un diodo tra un'armatura del condensatore e il substrato.



Il circuito equivalente



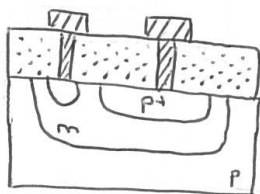
(8)

CONDENSATORE A GIUNZIONE

Il dispositivo consiste in una giunzione polarizzata in inverso.

Questi tipi di condensatori sono fortemente non lineari nella dipendenza con V e presentano un diodo nella giunzione n-well - substrato.

Utilizzati quando sono l'unica tecnologia presente.



TIPO DI CONDENSATORE

TIPO DI CONDENSATORE	CAPACITÀ PER U. DI AREA ($fF/\mu m^2$)	LINEARITÀ V ($\frac{ppm}{V}$)	COMPONENTI PARASSITI
M/M	1	< 100	Capacità delle armature imp. col back.
MON (1 metal)	0,1	< 100	Capacità con back
MON (6 metal)	1	< 100	Capacità con back
POLY - POLY	6	100 - 1000	Capacità armature imp. col back.
POLY - DIFFUSION	6	100 - 1000	Diado con back.
GIUNZIONE	1	altissima	Diado con back e diado tra terminali

INDUTTORI

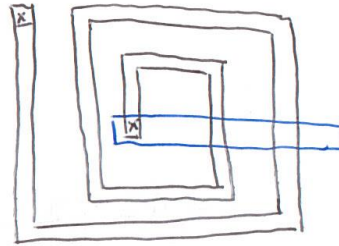
Sono sterminati sono induttanze di pochi mH e sono sterminati solo per front-end radio che funzionano ad alta frequenza.

Sono necessari due livelli di metallo.

$$1 \text{ mH @ } 1 \text{ GHz} \rightarrow Z_L = 6,28 \Omega$$

$$Q = \frac{\omega L}{R} \text{ scadente}$$

necessario che $> 1 \text{ GHz}$.



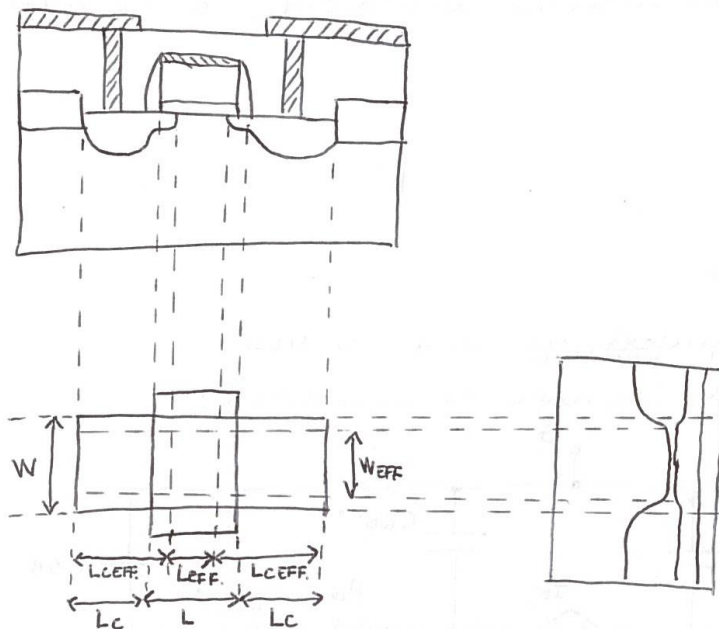
• metal 2

• metal 1

COMPONENTI ATTIVI NEI CIRCUITI INTEGRATI

MOSFET

DESCRIZIONE DEL LA OUT



L, W, L_c sono lunghezze nominali.

La lunghezza della linea di polsiccio è definita da L , mentre la lunghezza dell'area attiva è definita da L_{eff} .

Le aree di source e drain coincidono con le porzioni di area attiva non coperte da polsiccio.

In genere L_c è scelta al minimo della tecnologia e il drain e il source sono coperti da un gran numero di contatti in modo da ridurre la resistenza serie.

$$A_{HOS} = L \cdot W, \quad A_s = A_d = L_c \cdot W$$

$$P_{HOS} = 2L + 2W, \quad P_s = P_d = 2L_c + 2W$$

nei dispositivi reali:

- l'estensione dei portati di drain e source al di sotto del gate comporta:

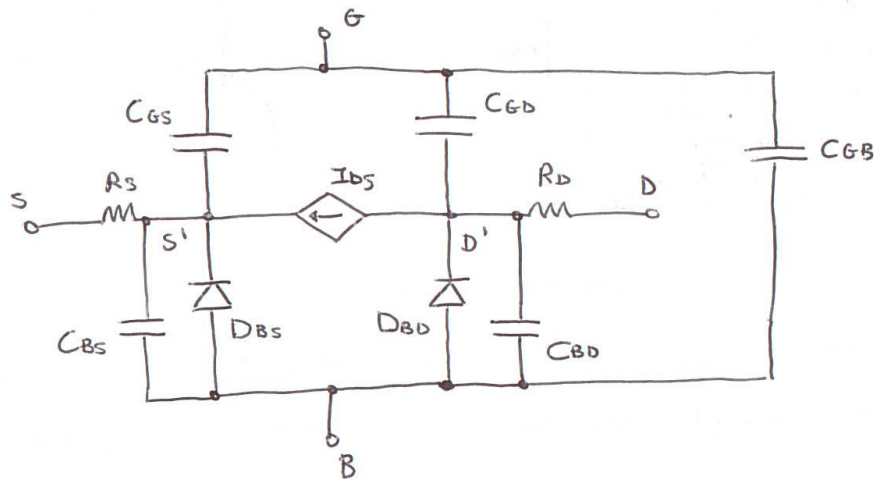
$$L_{EFF} < L, \quad L_{CEFF} > L_C.$$

- la progressiva riduzione dell'ossido di campo comporta:

$$W_{EFF} < W.$$

MODELLO DEL MOSFET

MODELLO PER GRANDI SEGNALE



TENSIONI DI CONTROLLO E ZONE DI FUNZIONAMENTO

Soltanto si utilizzano tensioni riferite al source:
 V_{GS}, V_{BS}, V_{DS} .

Il source viene definito nella seguente maniera tra il terminale S e D:

- N MOS: terminale a potenziale minore;
- P MOS: terminale a potenziale maggiore.

La tensione V_{BS} dovrà essere tale da non portare in conduzione D_{BS} e D_{BD} .

Per un NMOS: $V_{BS} \leq \phi \Rightarrow V_S > V_B$.

V_{BS} influenza V_t attraverso l'effetto Body:

$$V_t = V_{t0} + \gamma (\sqrt{\phi_s - V_{BS}} - \sqrt{\phi_s})$$

$$V_{t0} = V_t (V_{BS} = \phi)$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si} N_A}}{C_{ox}}, \quad \phi_s = 2\psi_B = 2 \frac{k_B T}{q} \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)$$

$$\frac{\partial V_t}{\partial V_{SB}} = m - 1$$

m : coefficiente di effetto body

$$m = 1 + \frac{C_{ox}}{C_{ox} + C_{ox}}$$

$$C_{ox} = \sqrt{\frac{q\epsilon_{Si} N_A}{2(2\phi_F + V_{SB})}}$$

$V_t \uparrow$ se $|V_{BS}| \uparrow$

ZONE DI FUNZIONAMENTO BASATE SU $V_{GS} - V_t$ (TENSIONE DI OVERDRIVE)

- $V_{GS} - V_t \ll \phi$ ($V_{GS} - V_t \sim 200 \div 300 \text{ mV}$) INTERDIZIONE
- $V_{GS} - V_t \leq \phi$ DEBOLE INVERSIONE
- $\phi < V_{GS} - V_t < 4V_t$ MODERATA INVERSIONE
- $V_{GS} - V_t \geq 4V_t$ ($V_{GS} - V_t \sim 100 \text{ mV}$) FORTE INVERSIONE

ZONE DI FUNZIONAMENTO BASATE SU V_{DS}

- $V_{DS} < V_{DSSAT}$ ZONA TRIODO
- $V_{DS} \geq V_{DSSAT}$ ZONA SATURAZIONE

EQUAZIONI PARABOLICHE IN FORTE INVERSIONE

ZONA TRIODO

$$I_{DS} = \beta_m \left(V_{GS} - V_t - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}$$

$$\beta_m = \mu_m C_{ox} \frac{W_{EFF}}{L_{EFF}}$$

ZONA DI SATURAZIONE

$$I_{DS} = \frac{\beta_m}{2} (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$W_{EFF} = W - 2W_D$$

$$L_{EFF} = L - 2L_D$$

W_D, L_D : formati dalla
fondrezza.

$$\lambda \sim 0,01 V^{-1}$$

λ determina la dipendenza di I_{DS} da V_{DS} nella zona di saturazione ed è influenzato dalla lunghezza di canale.

Quando $V_{DS} = V_{DSAT}$ le due equazioni forniscono un risultato diverso, perciò alcuni simulatori utilizzano in zona TRIODO

$$I_{DS} = \beta_m \left(V_{GS} - V_t - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} (1 + \lambda V_{DS})$$

anche se non ha significato fisico ma garantisce la continuità delle espressioni.

EQUAZIONI ESPONENZIALI IN DEBOLE INVERSIONE

ZONA TRIODO

$$I_{DS} = I_{SH} e^{\frac{V_{GS} - V_t}{mV_t}} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_t}} \right) (1 + \lambda V_{DS})$$

$$\text{con } I_{SH} = \mu_m C_{ox} \frac{W_{EFF}}{L_{EFF}} \cdot V_t^2 = \mu_m C_{ox} (m-1) V_t^2 \frac{W_{EFF}}{L_{EFF}}$$

ZONA DI SATURAZIONE

$$I_{DS} = I_{SH} e^{\frac{V_{GS} - V_t}{mV_t}} (1 + \lambda V_{DS})$$

TENSIONE DI SATURAZIONE

$$V_{DS_{SAT}} = \begin{cases} V_{GS} - V_t & \text{IN FORTE INVERSIONE} \\ 4V_t (100 \text{ mV}) & \text{IN DEBOLE INVERSIONE} \end{cases}$$

CORRENTI DI GIUNZIONE

D_{BS} e D_{BD} essendo polarizzati inversamente conducono una corrente di saturazione inversa:

$$I_D = A_D \cdot J_S$$

A_D : area giunzione

$$A_D = A_S \wedge A_D$$

J_S : densità di corrente di saturazione inversa.

$$J_S \sim 0,1 \text{ pA}/\mu\text{m}^2$$

EFFETTI DELLA TEMPERATURA

$\beta_m(T)$ in quanto $\mu_m \downarrow$ se $T \uparrow$.

Quindi $\beta_m \downarrow$ se $T \uparrow$

$$\beta_m(T) = \beta_m(T_0) \cdot \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-\alpha_\mu}$$

$$\alpha_\mu = 1,2 \div 2$$

$$\text{Se } V_t \downarrow \Rightarrow I_{DS} \uparrow$$

$$\text{Se } \beta_m \downarrow \Rightarrow I_{DS} \downarrow$$

$I_t(T)$: $V_t \downarrow$ se $T \uparrow$

$$V_t(T) = V_t(T_0) - \alpha_{V_t} (T - T_0)$$

$$\alpha_{V_t} \sim 4 \text{ mV}/K$$

a bassa valori di $V_{GS} - V_t$, V_t domina su β_m e

$$T \uparrow \Rightarrow V_t \downarrow \Rightarrow I_{DS} \uparrow$$

ad alti valori di $V_{GS} - V_t$, β_m domina su V_t e

$$T \uparrow \Rightarrow \beta_m \downarrow \Rightarrow I_{DS} \downarrow$$

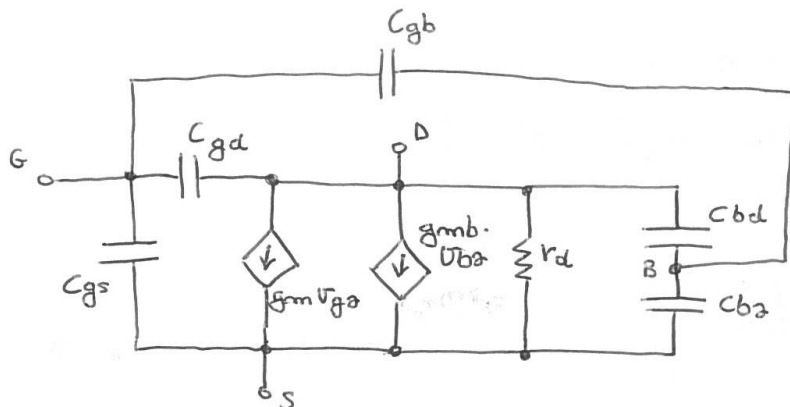
Per un PMOS:

$$T \uparrow \Rightarrow \mu_p \downarrow \Rightarrow \beta_p = \mu_p C_{ox} \frac{W_{EFF}}{L_{EFF}} \downarrow \Rightarrow I_{DS} \downarrow$$

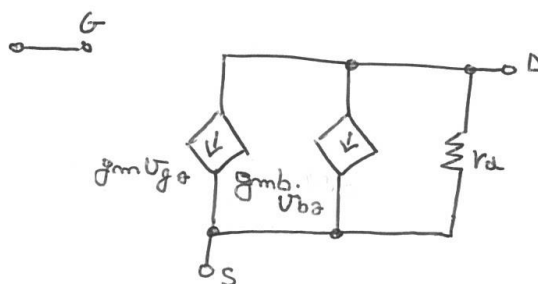
$$T \uparrow \Rightarrow |V_t| \downarrow \Rightarrow I_{DS} \uparrow$$

MODELLO PER PICCOLI SEGNALE

modello per piccoli segnali:



modello per piccoli DC segnali:



Analizzando il modello per segnali DC:
 analisi di come g_m e r_d variano col punto di lavoro.

$$g_{mb} = (m-1) g_m \sim 0,2 g_m$$

Analisi in FORTE INVERSIONE:

ZONA TRIODO ($V_{DS} < V_{DS_{SAT}}$)

$$I_{DS} = \beta_m \left(V_{GS} - V_t - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}$$

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}, V_{BS} = \text{const}} = \beta_m V_{DS}$$

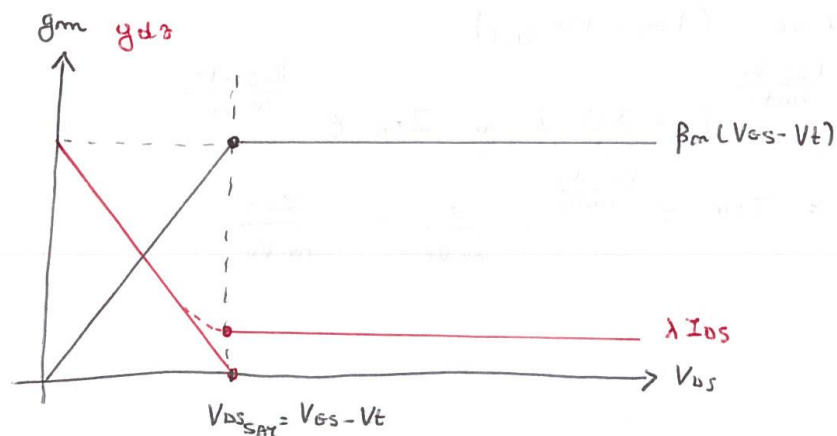
$$g_{d2} = \frac{1}{r_d} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}, V_{BS} = \text{const}} = \beta_m (V_{GS} - V_t - V_{DS})$$

ZONA SATURAZIONE ($V_{DS} \geq V_{DS_{SAT}}$)

$$I_{DS} = \frac{\beta_m}{2} (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}, V_{BS} = \text{const}} = \beta_m (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS}) \sim \beta_m (V_{GS} - V_t)$$

$$g_{d2} = \frac{1}{r_d} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}, V_{BS} = \text{const}} = \lambda \cdot \frac{\beta_m}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \sim \lambda I_{DS}$$



Per $V_{DS} = V_{DS_{SAT}}$ il valore di g_m risulta avere una discontinuità per i motivi precedentemente citati.

In saturazione, g_m e V_d assumono i valori massimi. Quando $V_{DS} < V_{DS_{SAT}}$ e il MOS entra in zona triodo, sia g_m che V_d cominciano a diminuire fino a raggiungere il loro minimo per $V_{DS} = 0$.

In forte inversione e saturazione:

$$g_m = \beta_m (V_{GS} - V_t)$$

$$g_m = \sqrt{2\beta_m I_{DS}} \quad \text{se} \quad I_{DS} \sim \frac{\beta_m}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$g_m = \frac{2 I_{DS}}{V_{GS} - V_t}$$

$$\text{In forte inversione: } V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2 I_{DS}}{\beta_m}}$$

Analisi in DEBOLE INVERSIONE:

ZONA SATURAZIONE ($V_{DS} \geq V_{DS_{SAT}}$)

$$I_{DS} = I_{SH} e^{\frac{V_{GS} - V_t}{mV_t}} (1 + \lambda V_{DS}) \sim I_{SH} e^{\frac{V_{GS} - V_t}{mV_t}}$$

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right) = I_{SH} e^{\frac{V_{GS} - V_t}{mV_t}} \cdot \frac{1}{mV_t} = \frac{I_{DS}}{mV_t}$$

Per un BJT : $g_m = \frac{I_c}{V_T}$

È possibile ridefinire $g_m = \frac{I_{DS}}{V_{TE}}$, V_{TE} : Tensione termica Equivalente

com $V_{TE} = \begin{cases} \frac{(V_{GS} - V_t)}{2} & \text{MOSFET F.I.} \\ mV_T & \text{MOSFET D.I.} \\ V_T & \text{BJT} \end{cases}$

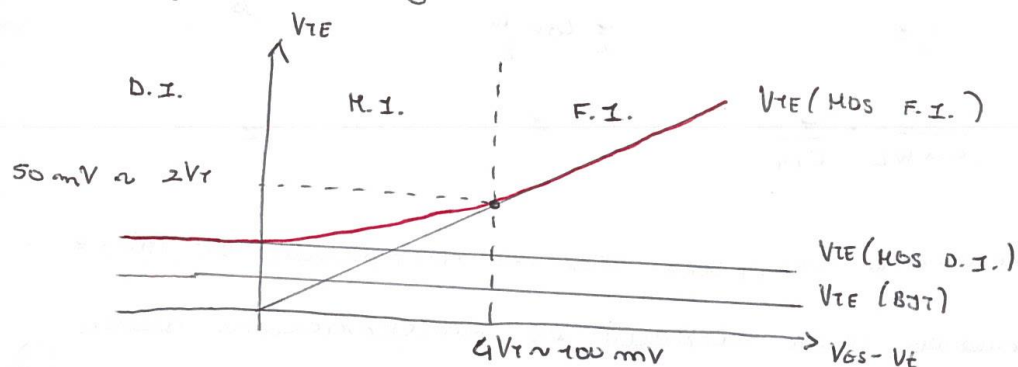
$\frac{g_m}{I_{DS}} = \frac{1}{V_{TE}}$: Efficienza di Transconduttanza

Maggiore è $\frac{g_m}{I_{DS}}$ più è facile ottenere grandi transconduttanze con piccoli valori di I_{DS} .

È utilizzato per ottenere valori elevati di g_m per soddisfare specifiche di rumore e di GBP con bassi consumi di corrente.

Per un MOSFET la migliore efficienza la si trova per basse tensioni di overdrive (D.I.).

Per via del fatto che $m > 1$, il BJT presenta ~~basse~~ efficienza migliori.



(19)

MODELLI CAPACITIVI

Ogni capacità che coinvolge le gate (C_{gs} , C_{gd} , C_{gb}) può essere scomposta in due componenti:

$$C_{gs} = C_{gs}^{(ov)} + C_{gs}^{(i)}$$

$$C_{gd} = C_{gd}^{(ov)} + C_{gd}^{(i)}$$

$$C_{gb} = C_{gb}^{(ov)} + C_{gb}^{(i)}$$

La componente di OVERLAP (OV) deriva da una parziale sovrapposizione degli elettrodi.

Tali capacità sono indipendenti dalla formazione o meno del canale.

$$C_{gs}^{(ov)} = C_{gs0} \cdot W$$

$$[C_{gs0}] = \frac{F}{m}$$

$$C_{gd}^{(ov)} = C_{gd0} \cdot W$$

$$C_{gb}^{(ov)} = C_{gb0} \cdot L$$

La componente intrinseca è in riferimento alla carica accumulata nel canale.

	INTERDIZIONE	TRIBO	SATURAZIONE
$C_{gs}^{(i)}$	$\emptyset$	$\frac{1}{2} C_{ox} \frac{W}{L}$	$\frac{2}{3} C_{ox} \frac{W}{L}$
$C_{gd}^{(i)}$	$\emptyset$	$\frac{1}{2} C_{ox} \frac{W}{L}$	$\emptyset$
$C_{gb}^{(i)}$	$\frac{1}{C_{ox} W L} + \frac{1}{C_{ox}}$	$\emptyset$	$\emptyset$

Questa descrizione rappresenta il modello di Meyer.

→ Tale modello non rispetta la conservazione della carica.

(20)

una descrizione più accurata delle componenti intrinseche è fornita da un'analisi differenziale:

$$C_{is} = \frac{\partial Q_i}{\partial V_i}, \quad Q_i: \text{carica sul terminale } i$$

$$V_i: \text{potenziale sul terminale } i$$

$$C_{is} \neq C_{si}$$

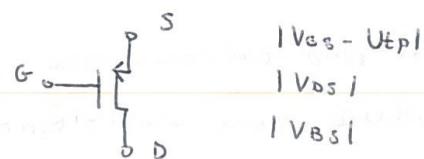
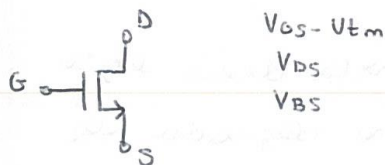
$$C_{gs} = \partial Q_g / \partial V_g$$

$$C_{gd} = \partial Q_g / \partial V_d$$

$$C_{gb} = \partial Q_g / \partial V_b$$

Sono capacità estrinseche e capacità di overlap e le capacità di giunzione C_{bd} e C_{bs} .

NMOS VS PMOS

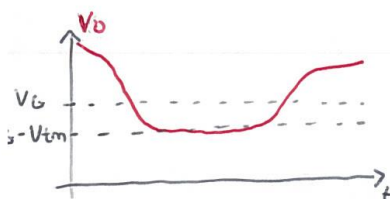


F.I. SAT.

$$V_{DS_{SAT}} = V_{GS} - V_{tm}$$

$$V_{DS} \geq V_{DS_{SAT}}$$

$$V_D \geq V_G - V_{tm}$$



F.I. SAT

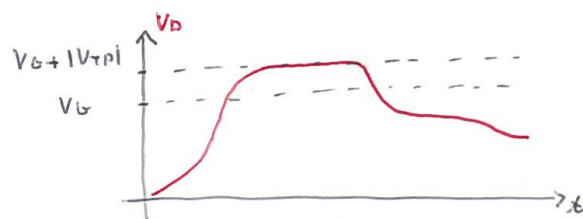
$$V_{DS_{SAT}} = |V_{GS} - V_{tp}|$$

$$|V_{DS}| \geq V_{DS_{SAT}}$$

$$-V_{DS} \geq -(V_{GS} - V_{tp})$$

$$V_D \leq V_G - V_{tp}$$

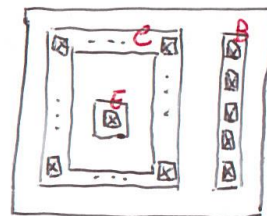
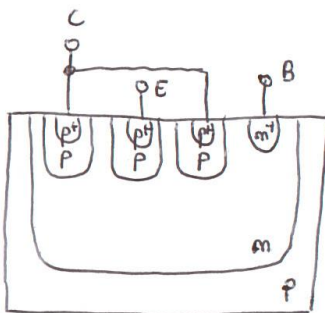
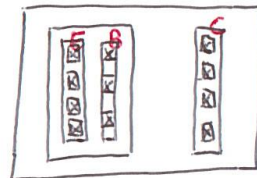
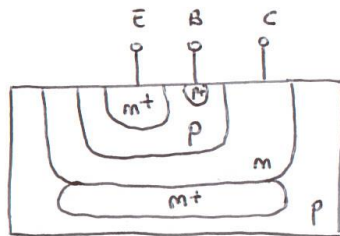
$$V_{tp} < 0 \Rightarrow V_D \leq V_G + |V_{tp}|$$



BJT

DESCRIZIONE DEL LAYOUT

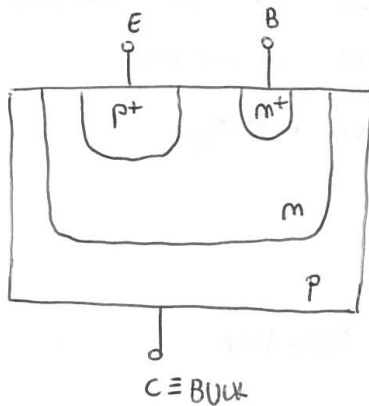
nel processo STANDARD BIPOLAR o BICHOS sono presenti
BJT NPN VERTICALI e BJT PNP ORIZZONTALI.



Per un pnp orizzontale, l'alta resistività della base introduce una resistenza parassita che degrada le prestazioni del BJT ad alta frequenza.

Una progettazione analogica spinta richiede NPN e PNP con caratteristiche simili e quindi un processo COMPLEMENTARY BIPOLAR PROCESS con NPN e PNP verticali.

nel processo CMOS è ottenibile un BJT chiamato TRANSISTOR SUBSTRATO.



La più grande limitazione di questa tecnologia deriva dal fatto che il collettore è fisso nella tensione più bassa utilizzabile.

Se disponiamo a disposizione un transistor elementare dotato di un parametro area.

Il parametro area è implementato:

- posizionando più BJT in parallelo;
- effettuando lo stretch del transistor elementare lungo una direzione.

MODELLO DEL BJT

MODELLO PER GRANDI SEGNALE

Per un modello per grandi segnali si usa il circuito equivalente di Ebers e modello modificato aggiungendo l'effetto Early.

IN ZONA F.A.R. ($V_{CE} \geq V_{CE_{SAT}}$)

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CB}}{V_A} \right) \quad \text{con } V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

V_{BE} è costante in zona F.A.R., per cui spesso si usa impropriamente:

$$\begin{cases} I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \\ I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \end{cases}$$

β_F : DC current gain

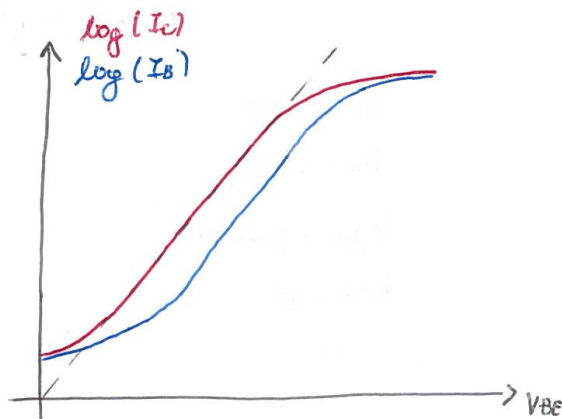
La saturazione del BJT è definita nel momento in cui sia BE che BC sono polarizzate direttamente.

Da questa definizione risulta:

$$V_{BC} = 0 \rightarrow V_{CE_{SAT}} = V_{BE}$$

$$V_{CE_{SAT}} \approx 100 \div 200 \text{ mV}$$

Gummel Plot



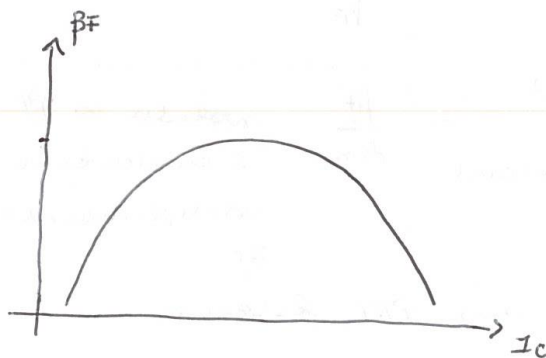
La deviazione dalla caratteristica ideale dipende:

- a bassa I_c dalle correnti di leakage;
- Ad alte I_c da effetti di iniezione e dalla resistenza serie in base.

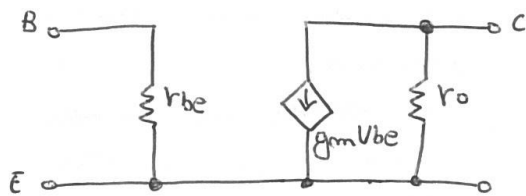
In sostanza è presente un decadimento del valore di β :

- a basse correnti dovuto a fenomeni di generazione ricombin. e tunneling current nella giunzione BE;

ad alte correnti dovuto ad effetti di amplamento della base.



MODELLO PER PICCOLI SEGNALE



$$\begin{aligned} h_{ie} &= r_{be} \\ h_{oe} &= 1/r_o \\ h_{fe} &= g_m r_{be} \\ h_{re} &= 0 \end{aligned}$$

IN ZONA F.A.R.:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

$$I_B = I_C / \beta_F$$

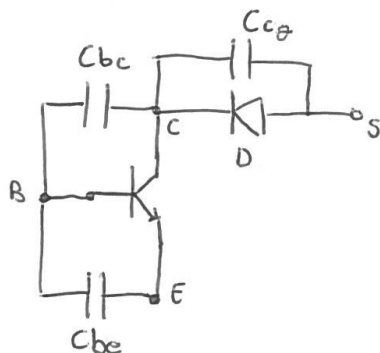
$$g_m = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right)_{V_{CE} = \text{const}} = \frac{I_C}{V_T}$$

$$g_o = \frac{1}{r_o} = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)_{V_{BE} = \text{const}} = \frac{1}{V_A} \cdot I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \approx \frac{I_C}{V_A}$$

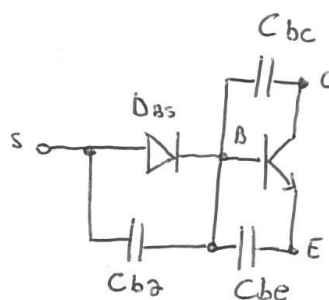
$$r_{be} = \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right)_{V_{CE} = \text{const}} = \left(\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} \right)_{V_{CE} = \text{const}}^{-1} = \frac{\beta_F}{g_m}$$

valida se β_F è considerato indipendente da I_C .

Per un NPN VERTICALE:



Per un PNP laterale:



C_{bc}, C_{c3}, C_{b3} sono capacità di giunzione e sono fortemente dipendenti da V .

C_{be} è invece costituita da:

C_{te} : Capacità di giunzione

$$C_{be} = C_{te} + C_{de}$$

C_{de} : Capacità di diffusione

$$C_{de} = \tau_F \cdot g_m$$

$$C_{bc}, C_{c3}, C_{b3}, C_{te} := \frac{C_{jc}}{\left(1 - \frac{V_{CB}}{V_{sc}}\right)^{m_{jc}}}$$

Da tali valori di τ_e , C_{de} è dominante e risulta:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \tau_F}$$

CLASSIFICAZIONE DELLE RESISTENZE VISTE IN MOSFET E BJT

MOSFET

R Bassa $1/g_m$

R media r_d

R alta $r_d (g_m r_d)$

BJT

R Bassa $1/g_m$

R media r_o , h_{ie}

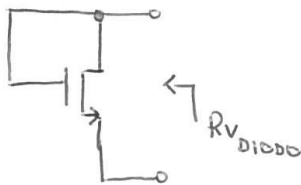
R alta $h_{fe} \cdot r_o$

Analisi di un MOSFET:

$$R_{Vs} = \frac{R_D + r_d}{1 + g_m r_d} \sim \frac{1}{g_m} \quad \text{se } R_D \ll r_d, \quad g_m r_d \gg 1$$

$$R_{Vo} = R_S + r_d (1 + g_m R_S) \sim r_d (1 + g_m R_S) \quad \text{se } R_S \ll r_d$$

$$R_{Vg} = \infty$$



$$R_{V_{diode}} = r_d \parallel \frac{1}{g_m} \sim \frac{1}{g_m}$$

Analisi di un BJT:

$$R_{vE} = \frac{R_C + r_o}{1 + g_{mEQ} r_o} \parallel (h_{be} + R_B) \sim \frac{1}{g_{mEQ}} \parallel (h_{be} + R_B) = \frac{h_{be} + R_B}{h_{fe} + 1} \sim \frac{1}{g_{mEQ}}$$

se $g_{mEQ} r_o \gg 1$, $R_C \ll r_o$.

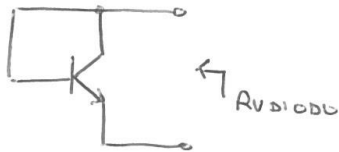
$$R_{vC} = R_{EEQ} + r_o (1 + g_{mEQ} R_{EEQ}) \sim \begin{cases} r_o (1 + g_{mEQ} R_E) & \text{se } R_{EEQ} \ll h_{be} + R_B \\ r_o (1 + h_{fe}) & \text{se } R_E \gg h_{be} + R_B \end{cases}$$

con $R_{EEQ} = (R_B + h_{ie}) \parallel R_E$

$$R_{vB} = h_{be} + R_E (h_{fe} + 1)$$

$$h_{fe} = \left(\frac{i_c}{i_b} \right)_{V_{ce} = \phi} = g_m h_{be}$$

$$g_{mEQ} = \frac{h_{be}}{R_B + h_{be}} \cdot g_m \sim g_m \text{ se } R_B \ll h_{be}$$



$$R_{vDIBB} = r_o \parallel \frac{1}{g_m} \parallel h_{ie} \sim \frac{1}{g_m}$$

ERRORI DI PROCESSO

Matching dei dispositivi: caratteristiche elettriche uguali per due dispositivi.

Valore nominale: valore del parametro fissato da progetto

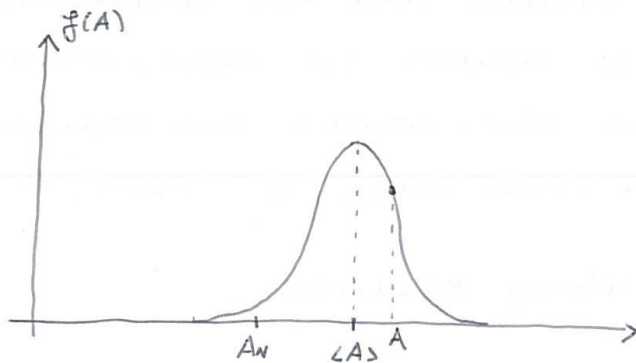
Valore reale: valore del parametro che risulta effettivamente realizzato

Errore sul valore nominale: differenza tra valore nominale e valore reale

Errore di matching: differenza tra i valori di un parametro per due dispositivi presenti sullo stesso chip, nominalmente identici.

Di norma l'errore nominale è molto più grande dell'errore di matching: dispositivi nominalmente identici sullo stesso chip possono essere significativamente diversi dai dispositivi progettati, ma tra di loro generalmente molto simili.

Il concetto di errore sistematico ed errore casuale si applica sia all'errore sul valore nominale che all'errore di matching.



A_N : valore nominale

A : valore reale

$\langle A \rangle$: valore medio

$A_N - \langle A \rangle$: errore sistematico

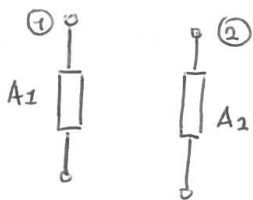
$\langle A \rangle - A$: errore casuale

L'errore casuale ha distribuzione gaussiana e viene caratterizzato dalla deviazione standard σ .

In $\langle A \rangle \pm 3\sigma$ sono racchiusi circa 99,7% dei campioni.

RAPPRESENTAZIONE DEGLI ERRORI DI MATCHING

Consideriamo due dispositivi nominalmente identici ed un parametro associato ad essi.



$$\bar{A} = \frac{A_1 + A_2}{2}, \quad \Delta A = A_1 - A_2$$

$$A_1 = \bar{A} + \frac{\Delta A}{2}$$

$$A_2 = \bar{A} - \frac{\Delta A}{2}$$

ΔA : errore di matching assoluto

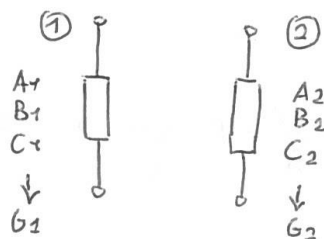
$\bar{A}$: è un valore medio tra due dispositivi e non coincide col valore medio del valore nominale

→ È comunque una stima dell'ordine di grandezza del valore medio del valore nominale.

$\frac{\Delta A}{\bar{A}}$: errore di matching relativo

ERADRE DI MATCHING SU GRANDEZZE DERIVATE

Consideriamo due dispositivi nominalmente identici e tre parametri associati ad essi.



$$G_1 = G(A_1, B_1, C_1)$$

$$G_2 = G(A_2, B_2, C_2)$$

Per la calcolo dell'errore di matching assoluto:

$$\Delta G = G_1 - G_2 = G(A_1, B_1, C_1) - G(A_2, B_2, C_2) =$$

$$= G\left(\bar{A} + \frac{\Delta A}{2}, \bar{B} + \frac{\Delta B}{2}, \bar{C} + \frac{\Delta C}{2}\right) - G\left(\bar{A} - \frac{\Delta A}{2}, \bar{B} - \frac{\Delta B}{2}, \bar{C} - \frac{\Delta C}{2}\right)$$

Sviluppando in serie di Taylor ed arrotondando al 1° ordine:

$$\begin{aligned} \Delta G &= G(\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}) + \left. \frac{\partial G}{\partial A} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta A}{2} + \left. \frac{\partial G}{\partial B} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta B}{2} + \left. \frac{\partial G}{\partial C} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta C}{2} + \\ &+ - \left[G(\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}) - \left. \frac{\partial G}{\partial A} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta A}{2} - \left. \frac{\partial G}{\partial B} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta B}{2} - \left. \frac{\partial G}{\partial C} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta C}{2} \right] = \\ &= \left. \frac{\partial G}{\partial A} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \Delta A + \left. \frac{\partial G}{\partial B} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \Delta B + \left. \frac{\partial G}{\partial C} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \Delta C \end{aligned}$$

Per l'errore di matching relativo:

$$\frac{\Delta G}{\bar{G}} = \left. \frac{\partial G}{\partial A} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta A}{\bar{G}} + \left. \frac{\partial G}{\partial B} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta B}{\bar{G}} + \left. \frac{\partial G}{\partial C} \right|_{\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}} \cdot \frac{\Delta C}{\bar{G}}$$

$$\text{con } \bar{G} = G(\bar{A}, \bar{B}, \bar{C})$$

$$G = A^\alpha B^\beta C^\gamma$$

$$\Delta G = \alpha \cdot \bar{A}^{\alpha-1} \bar{B}^\beta \bar{C}^\gamma \Delta A + \bar{A}^\alpha \beta \cdot \bar{B}^{\beta-1} \bar{C}^\gamma \Delta B + \bar{A}^\alpha \bar{B}^\beta \gamma \cdot \bar{C}^{\gamma-1} \Delta C$$

$$\bar{G} = \bar{A}^\alpha \bar{B}^\beta \bar{C}^\gamma$$

$$\frac{\Delta G}{\bar{G}} = \alpha \cdot \bar{A}^{-1} \Delta A + \beta \cdot \bar{B}^{-1} \Delta B + \gamma \cdot \bar{C}^{-1} \Delta C = \alpha \frac{\Delta A}{\bar{A}} + \beta \frac{\Delta B}{\bar{B}} + \gamma \frac{\Delta C}{\bar{C}}$$

L'errore di matching relativo è la somma degli errori relativi dei singoli parametri pesati per gli esponenti.

$$\bullet z = \ln(G) \quad \text{con } G = A^\alpha B^\beta C^\gamma$$

$$\Delta z = \left. \frac{\partial z}{\partial G} \right|_{\bar{G}} \cdot \Delta G = \frac{1}{\bar{G}} \cdot \Delta G = \frac{\Delta G}{\bar{G}} = \alpha \frac{\Delta A}{\bar{A}} + \beta \frac{\Delta B}{\bar{B}} + \gamma \frac{\Delta C}{\bar{C}}$$

$$\bullet G = A + B$$

$$\Delta G = \Delta A + \Delta B$$

$$\bullet G = a \cdot A, \quad a = \text{cost}$$

$$\Delta G = a \cdot \Delta A$$

$$\frac{\Delta G}{\bar{G}} = \frac{a \cdot \Delta A}{a \cdot \bar{A}} = \frac{\Delta A}{\bar{A}}$$

Calcolatore statisticamente l'esito di matching tramite σ :

$$H = X + Y \quad \text{con } X, Y \text{ incassate}$$

$$\sigma_H = \sqrt{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}$$

$$H = K \cdot X, \quad K = \text{cost}$$

$$\sigma_H = K \cdot \sigma_X$$

$$\text{se } H = a \cdot X + b \cdot Y \quad \text{con } X, Y \text{ incassate e } a, b = \text{cost}$$

$$\sigma_H = \sqrt{a^2 \sigma_X^2 + b^2 \sigma_Y^2}$$

Da cui risulta la deviazione standard dell'esito di matching relativo:

$$G = A^\alpha B^\beta C^\gamma$$

$$\sigma_{\frac{\Delta G}{G}} = \sqrt{\alpha^2 \cdot \sigma_{\frac{\Delta A}{A}}^2 + \beta^2 \cdot \sigma_{\frac{\Delta B}{B}}^2 + \gamma^2 \cdot \sigma_{\frac{\Delta C}{C}}^2}$$

per un resistore:

$$R = R_s \cdot \frac{L}{W}$$

$$\Delta R = \frac{\bar{L}}{\bar{W}} \cdot \Delta R_s + \frac{\bar{R}_s}{\bar{W}} \cdot \Delta L - \bar{R}_s \cdot \frac{\bar{L}}{\bar{W}^2} \cdot \Delta W$$

$$\frac{\Delta R}{\bar{R}} = \frac{\Delta R_s}{\bar{R}_s} + \frac{\Delta L}{\bar{L}} - \frac{\Delta W}{\bar{W}}$$

$$\text{con } \Delta R_s = 0, \Delta L = 0,1 \mu\text{m}, \Delta W = -0,15 \mu\text{m} \quad \text{e } \bar{W}, \bar{L} = 2 \mu\text{m}$$

$$\rightarrow \frac{\Delta R}{\bar{R}} = -0,025$$

(34)

La variazione relativa tra due resistenze sarà del $-2,5\%$.

È necessario però calcolare σ :

Da generale data una grandezza A , se:

- ΔA e $\bar{A}$ sono indipendenti;
- ΔA a media nulla;
- $\Delta A \ll \bar{A}$;

$$\text{allora } \sigma_{\frac{\Delta A}{\bar{A}}} \sim \frac{\sigma_{\Delta A}}{\langle \bar{A} \rangle} = \frac{\sigma_{\Delta A}}{\bar{A}}$$

$$\text{Per cui: } \sigma_{\frac{\Delta R}{R}} \sim \sqrt{\left(\sigma_{\frac{\Delta R_S}{R_S}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_W}{W}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_L}{L}\right)^2}$$

$$\text{Se } \sigma_{\Delta W} = \sigma_{\Delta L} = 0,1 \mu\text{m}, \quad \sigma_{\frac{\Delta R_S}{R_S}} = 0,005, \quad W = L = 10 \mu\text{m}$$

$$\rightarrow \sigma_{\frac{\Delta R}{R}} = 0,045$$

L'errore di matching tra due resistenze sarà del $4,5\%$.

Il $99,7\%$ dei resistori fabbricati sarà nell'intervallo
 $\pm 3\sigma = \pm 0,045$

CRITERI PER LA RIDUZIONE DI ERRORI DI MATCHING

- Disegnare due dispositivi esattamente uguali,
sinnanzitutto per tracciamento;
- Stessa orientazione dei due dispositivi;
- Stessa direzione della corrente nei due
dispositivi;
- Scegliere dimensioni non minime per i
dispositivi;
- Posizionare i dispositivi il più vicino possibile;
- Effettuare la posizione documentata dei
dispositivi.

CRITERI PER LA REALIZZAZIONE DI RAPPORTI PRECISI

Supponendo di voler generare due dispositivi in
rapporto $1:N$.

Costruire il dispositivo standard e replicarlo
 N volte in parallelo per costruire il rapporto $1:N$.

SPECCHI DI CORRENTE

DEFINIZIONI GENERALI

Sono dispositivi a 3 terminali:

- terminale di riferimento;
- terminale di ingresso (V_{in} , I_R);
- terminale di uscita (V_{out} , I_{out}).

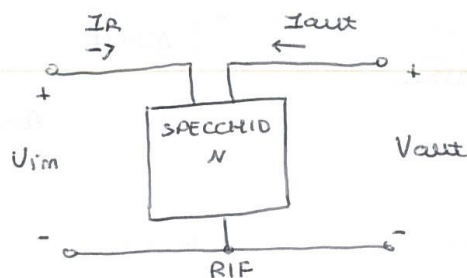
Legge ideale dello specchio di corrente:

$$I_{out} = K_s \cdot I_R$$

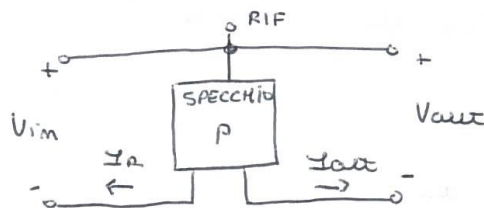
K_s : coefficiente caratteristico dello specchio.

Per Specchi si categorizzano in due gruppi:

Specchi di Tipo N (Current Sink) in cui il terminale di riferimento deve avere potenziale minore agli altri due e I_R , I_{out} scendono dai rispettivi terminali al riferimento



Specchi di Tipo P (Current Source) in cui il terminale di riferimento deve avere potenziale maggiore agli altri due e I_R , I_{out} scendono dal riferimento ai rispettivi terminali.



Requisiti e Parametri:

- 1) Indipendenza di I_{out} da V_{out} , espressa dal parametro resistenza differenziale R_{out} :

$$R_{out} = \left(\frac{\Delta I_{out}}{\Delta V_{out}} \right)^{-1}$$

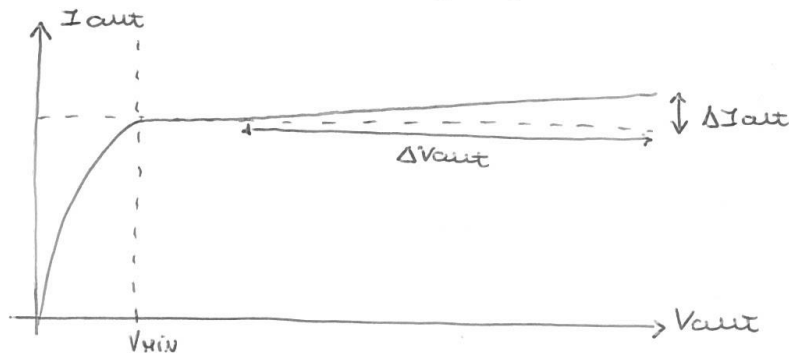
Più alta è R_{out} , più indipendente è I_{out} da V_{out} .

R_{out} non è una sola caratteristica della topologia circuitale ma è anche dipendente dalla corrente di uscita.

Si definisce perciò la tensione di Th. o tensione a vuoto come:

$$V_{TH} = I_{out} \cdot R_{out}$$

- 2) Ampio intervallo di V_{out} in cui lo specchio funziona correttamente.



Per $V_{out} = 0 \Rightarrow I_{out} = 0$

Per $V_{out} < V_{TH}$, R_{out} diminuisce rispetto al valore nominale che ha per $V_{out} \geq V_{TH}$

$V_{out} > V_{TH}$: dinamica di uscita.

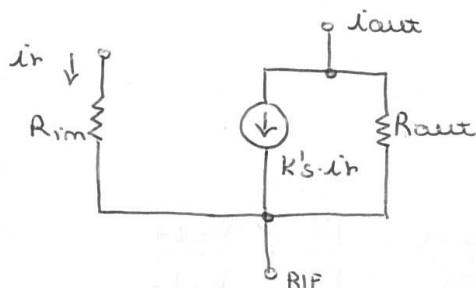
3) Bassa tensione di ingresso V_{in}

4) V_{in} che varia poco con I_R si traduce in bassa resistenza differenziale in ingresso

$$R_{in} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta I_R}$$

5) Possibilità di variare $K_s = \frac{I_{out}}{I_R}$ variando il dimensionamento dello specchio.

Circuito Equivalente alle Variazioni di uno Specchio di Corrente

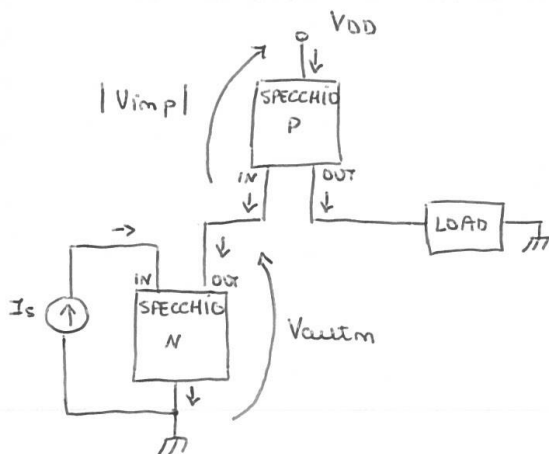


$K's \neq K_s$ generalmente.

$\rightarrow I_{out} = K's \cdot I_R$ se

$R_{LOAD} \ll R_{out}$.

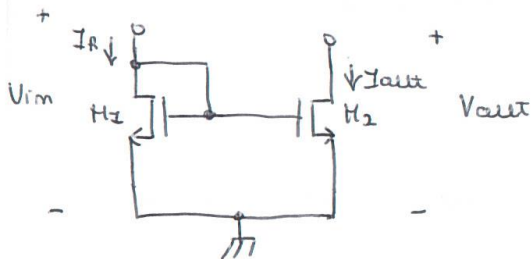
Collegamento di Specchi in Cascata



$$V_{DD_{min}} = V_{H_{in_m}} + |V_{imp}|$$

SPECCHIO SEMPLICE A MOSFET

Specchio Semplice a N-MOS



Supponiamo M_1 ed M_2 in F.I. e SATURAZIONE.

$$I_{out} = \frac{\beta_2}{2} (V_{GS2} - V_{t1})^2 (1 + \lambda_2 V_{DS2})$$

$$I_R = \frac{\beta_1}{2} (V_{GS1} - V_{t1})^2 (1 + \lambda_1 V_{DS1})$$

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

$$V_{t1} = V_{t2} = V_t$$

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$$

$$\rightarrow \frac{I_{out}}{I_R} = \frac{\beta_2}{\beta_1} \cdot \frac{(1 + \lambda V_{DS2})}{(1 + \lambda V_{DS1})}$$

$$V_{DS2} = V_{out}$$

$$V_{DS1} = V_{in}$$

$$\text{Supponiamo } V_{out} = V_{in} \rightarrow K_S = \frac{I_{out}}{I_R} = \frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2}$$

Il risultato è valido se M_1, M_2 sono in SAT.

M_1 è commesso a diodo e quindi è sempre in SAT.

M_2 è in SAT se $V_{out} > V_{GS} - V_t$

Parametri:

$$\bullet K_S = \beta_2 / \beta_1$$

$$\bullet V_{in} = V_{GS1}$$

$$\bullet V_{HID} = V_{DSAT2} = \begin{cases} V_{GS} - V_t & \text{F.I.} \\ \sim 100 \text{ mV} & \text{D.I.} \end{cases}$$

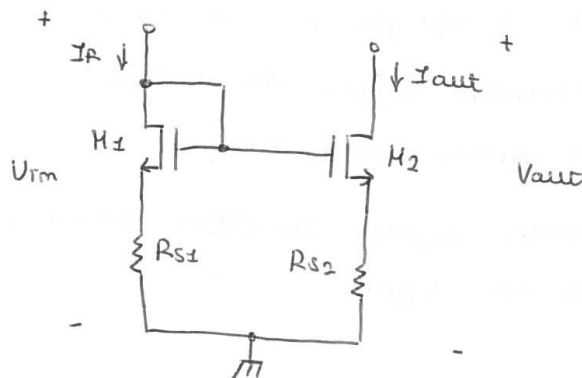
$$\bullet R_{out} = r_{d2} = \frac{1}{\lambda_2 I_{DS2}} = \frac{\lambda_2^{-1}}{I_{out}} \quad (M_2 \text{ in SAT.})$$

$$\bullet V_{TH} = \lambda_2^{-1}$$

(40)

$$A_{im} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{d1} \sim \frac{1}{g_{m1}}$$

Specchio Semplice a N-MOS con Resistenza di Degenerazione di Source



$$R_{out} = R_{D2} = R_{S2} + r_{d1} (1 + g_{m1} R_{S2}) \sim r_{d1} (1 + g_{m1} R_{S2})$$

Ho ottenuto una resistenza di uscita più grande!

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_R \cdot R_{S1}$$

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_{out} \cdot R_{S2}$$

$$V_{TH} = R_{out} \cdot I_{out} = \frac{1}{\lambda_2 I_{out}} \cdot (1 + g_{m1} R_{S2}) \cdot I_{out}$$

$$= \lambda_2^{-1} (1 + g_{m1} R_{S2})$$

Per ottenere $V_{GS1} = V_{GS2}$:

$$V_{GS1} = V_{GS2}$$

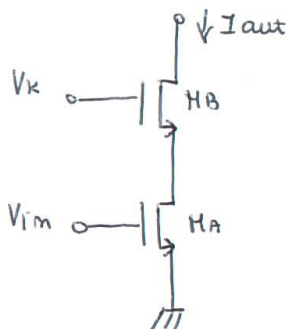
$$V_{GS1} = V_{GS2} \quad \text{SSE} \quad I_R \cdot R_{S1} = I_{out} \cdot R_{S2} \quad \rightarrow \quad \frac{R_{S2}}{R_{S1}} = \frac{I_R}{I_{out}} = K_S^{-1}$$

$$K_S = \beta_2 / \beta_1$$

(41)

SPECCHIO CASCODE A MOSFET

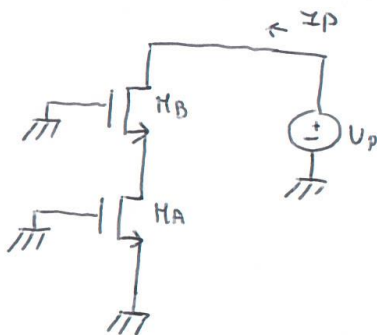
Configurazione Cascode a MOSFET



Conseguenze di:

- aumentare R_{out} rispetto alla configurazione CS;
- Ottenere stesso A_0 della configurazione CS;
- Ridurre effetto miller sulla capacità C_{gdA} .

Alle notazioni:



$$R_{out} = \frac{V_p}{I_p}$$

$$R_{out} = r_{dA} + r_{dB} (1 + g_{mB} \cdot r_{dA})$$

$$i_{out} = g_{mA} v_{gsA} + v_{dsA} / r_{dA}$$

$$v_{gsA} = v_{in}$$

$$v_{dsA} = v_{gsB} - v_{gsB} = -v_{gsB} \quad (v_{gsB} = \phi)$$

Per via dell'elaborato valore di R_{out} :

$$\Delta i_{out} = i_{out} = \frac{\Delta v_{out}}{R_{out}} = \frac{v_{out}}{R_{out}} \sim \phi$$

$$i_{out} = g_{mB} v_{gsB} + v_{dsB} / r_{dB} \sim \phi$$

(42)

Da cui si trova: $V_{gsB} = - \frac{V_{dsB}}{g_m r_{ds}}$

$$V_{dsA} = - V_{gsB} = \frac{V_{dsB}}{g_m r_{ds}}$$

La corrente di uscita viene definita da:

• HA attenore $V_{gsA} = V_{im}$;

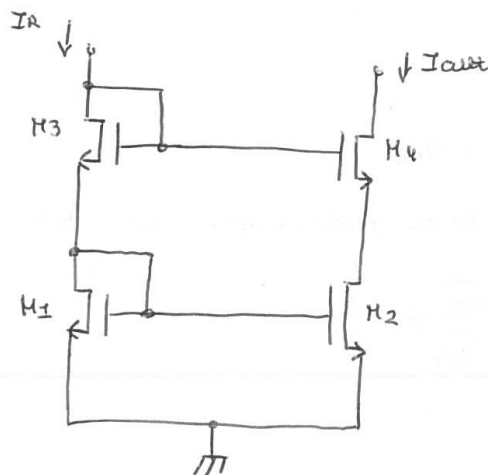
• HB attenore $V_{dsA} = \frac{V_{dsB}}{g_m r_{ds}}$.

La influenza di V_{gsA} attenore V_{dsA} in maniera poco significativa perché attenuato di un fattore $g_m r_{ds}$.

La tensione di uscita V_{out} non dipende da HA, in quanto:

$$V_{out} = V_{dsA} + V_{dsB}$$

$$V_{dsA} \sim \cos t \Rightarrow V_{out} \sim V_{dsB}$$



$$V_{im} = V_{gs1} + V_{gs2}$$

$$V_{out} = V_{ds2} + V_{ds4}$$

Supponendo M_1, M_2 in F.I. SAT.:

$$I_{DS2} = K_S \cdot I_{DS1} \quad \text{con} \quad K_S = \beta_2 / \beta_1$$

$$I_{DS1} = I_{DS3} = I_D$$

$$\Rightarrow I_{out} = K_S \cdot I_D$$

$$I_{DS2} = I_{DS4} = I_{out}$$

Il Rapporto tra I_{out} e I_D è fissato da M_1 e M_2 .

In questo specchio trasmette $V_{DS1} = V_{DS2}$ indipendentemente da V_{out} .

Il trasmettore stesso è volato a maggior regime.

Si ha:

M_1, M_2, M_3, M_4 F.I. SAT.:

$$V_{DS2} = V_{DS1} + V_{GS3} - V_{GS4}$$

$$V_{DS2} = V_{DS1} \quad \text{se} \quad V_{GS3} = V_{GS4}$$

$$V_{GS3} - V_{t3} = \sqrt{\frac{2 I_{DS3}}{\beta_3}} = \sqrt{\frac{2 I_D}{\beta_3}}$$

$$V_{GS4} - V_{t4} = \sqrt{\frac{2 I_{DS4}}{\beta_4}} = \sqrt{\frac{2 I_{out}}{\beta_4}}$$

$$\text{Se } V_{DS1} = V_{DS2} \Rightarrow V_{S3} = V_{S4} \Rightarrow V_{t3} = V_{t4}$$

-> l'effetto body agisce alla stessa maniera su M_3 e M_4

$$V_{GS3} - V_{t3} = V_{GS4} - V_{t4} \Rightarrow \sqrt{\frac{2 I_D}{\beta_3}} = \sqrt{\frac{2 I_{out}}{\beta_4}}$$

$$\beta_4 / \beta_3 = \frac{I_{out}}{I_D} = K_S$$

$$\text{Per cui: } \frac{\beta_4}{\beta_3} = \frac{\beta_2}{\beta_1}$$

(44)

$$R_{out} = r_{d2} + r_{d4} (1 + g_{m4} r_{d2}) \sim r_{d4} (1 + g_{m4} r_{d2})$$

$$V_{th} = R_{out} \cdot I_{out} = \lambda_n^{-1} (1 + g_{m4} r_{d2})$$

$$r_{d4} = \frac{1}{\lambda_n I_{os4}} = \frac{1}{\lambda_n I_{out}}$$

• Dinamica di uscita:

Ricordando quanto detto per la configurazione cascode,

$$V_{out} = V_{DS2} + V_{DS4} \quad e \quad I_{out} \sim I_{D4}, \quad V_{D02} \sim \phi$$

$$\text{Quindi } V_{HIN} = V_{DS2} + V_{DS4_{SAT}} = V_{DS2} + (V_{GS4} - V_{th}) \quad \text{F.Z. SAT.}$$

$$\text{Ricordando che } V_{DS1} = V_{DS1} \quad e \quad V_{DS1} = V_{GS1}$$

$$\rightarrow V_{HIN} = V_{GS1} + (V_{GS4} - V_{th}) = V_{th1} + (V_{GS2} - V_{th1}) + (V_{GS4} - V_{th1})$$

$$\text{Con } \beta_2 = \beta_4, \quad \beta_1 = \beta_3:$$

$$V_{GS2} - V_{th1} = V_{GS4} - V_{th1} = \sqrt{\frac{2 I_{out}}{\beta_2}}$$

$$\rightarrow V_{HIN} = V_{th1} + 2 \sqrt{\frac{2 I_{out}}{\beta_2}}$$

La dinamica di uscita è peggiorata.

$$V_{im} = V_{GS1} + V_{GS3} \quad e \quad \text{notevole in quanto ai}$$

$V_{GS1}, V_{GS3} > V_{th}$ mentre V_{GS3} compensa anche l'effetto Body.

$$R_{im} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{d1} + \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{d3}$$

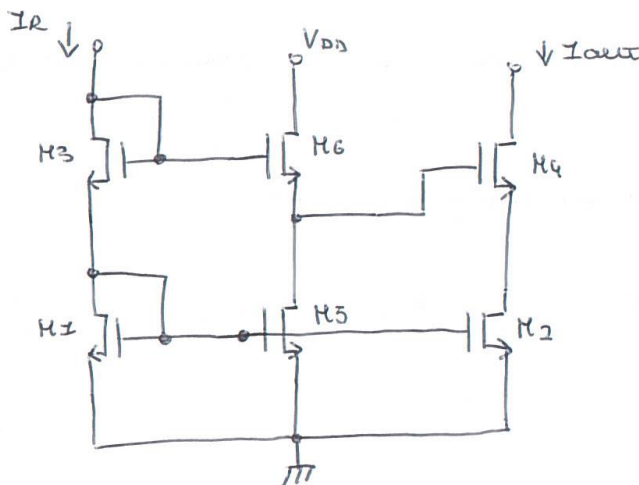
(45)

SPECCHIO CASCODE A LARGA DINAMICA

Il problema dello specchio cascode è la caduta dinamica di uscita per cui $V_{DS2} > V_{DS2SAT} = V_{GS2} - U_t$

$$V_{HIN} = V_{DS2} + V_{DS4SAT}$$

Vogliamo ottenere $V_{HIN} = V_{DS2SAT} + V_{DS4SAT} \sim 2(V_{GS} - U_t)$



Risultato:

$$\frac{I_{OUT}}{I_R} = \frac{\beta_2}{\beta_1}$$

$$\frac{I_{DS5}}{I_R} = \frac{\beta_5}{\beta_1}$$

$$V_{DS2} = V_{GS1} + V_{GS3} - V_{GS6} - V_{GS4} = (V_{GS1} - U_{t1}) + (V_{GS3} - U_{t3}) +$$

$$+ - (V_{GS6} - U_{t6}) - (V_{GS4} - U_{t4}) + U_{t1} + U_{t3} - U_{t6} - U_{t4}$$

Transcurando l'effetto Body: $U_{t1} = U_{t3} = U_{t6} = U_{t4} = U_t$

$$V_{DS2} = \sqrt{\frac{2I_R}{\beta_1}} + \sqrt{\frac{2I_R}{\beta_3}} - \sqrt{\frac{2I_{DS6}}{\beta_6}} - \sqrt{\frac{2I_{OUT}}{\beta_4}}$$

Dimensionando il circuito così:

$$M5 = M6 \quad (\beta_5 = \beta_6)$$

$$M1 = M4 \quad (\beta_1 = \beta_4)$$

$$\beta_3 = \beta_1/4$$

$$\Rightarrow V_{DS2} = \sqrt{\frac{2I_R}{\beta_1}} + 2\sqrt{\frac{2I_R}{\beta_1}} - \sqrt{\frac{2I_R}{\beta_1}} - \sqrt{\frac{2I_R}{\beta_1}} = \sqrt{\frac{2I_R}{\beta_1}} = V_{GS1} - U_t$$

$$\bullet V_{HIN} = V_{DS2SAT} + V_{DS4SAT} \sim 2(V_{GS} - U_t)$$

(46)

$$R_{out} = r_{d2} + r_{d4} (1 + g_{m4} r_{d2}) \sim r_{d4} (1 + g_{m4} r_{d2})$$

$$V_{th} = \lambda_4^{-1} (1 + g_{m4} r_{d2})$$

$$V_{im} = V_{GS1} + V_{GS3}$$

$$R_{im} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{d1} + \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{d3}$$

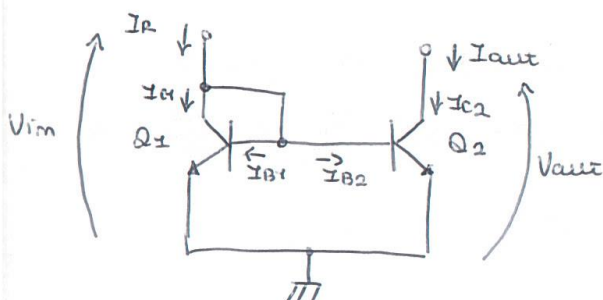
svantaggi: $V_{DS2} \neq V_{DS1} \Rightarrow$ Consente una maggiore

dinamica di uscita ma fa sì che $\frac{I_{out}}{I_R} = \frac{\beta_2}{\beta_1}$ sia

soddisfatta con minore precisione.

SPECCHIO DI CORRENTE SEMPLICE A BJT

Gli specchi a BJT sono caratterizzati dalla presenza della corrente di base, che rappresenta un fattore non trascurabile e costituisce elemento di errore nel rapporto $K_S = \frac{I_{out}}{I_R}$



$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CB1}}{V_A}\right)$$

$$I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CB2}}{V_A}\right)$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$$

$$V_{in} = V_{CE1}, \quad V_{out} = V_{CE2}$$

Supponendo $V_{out} = V_{in} \Rightarrow V_{CE1} = V_{CE2}$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{\text{area}_2}{\text{area}_1} = K_S$$

$$I_{out} = I_{C2}$$

$$I_R \neq I_{C1} \rightarrow I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} + \frac{I_{C2}}{\beta} =$$

$$= I_{C1} \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{K_S}{\beta}\right)$$

$$\frac{I_{out}}{I_R} = \frac{K_S}{1 + \frac{1+K_S}{\beta}} \sim K_S \left(1 - \frac{1+K_S}{\beta}\right)$$

$$\frac{1}{1+x} \sim 1-x \quad \text{se } x \ll 1$$

$$\frac{I_{out}}{I_R} \neq K_S \quad \text{di un fattore } \frac{1+K_S}{\beta}$$

$$\bullet R_{out} = r_o = \frac{V_A}{I_{out}}$$

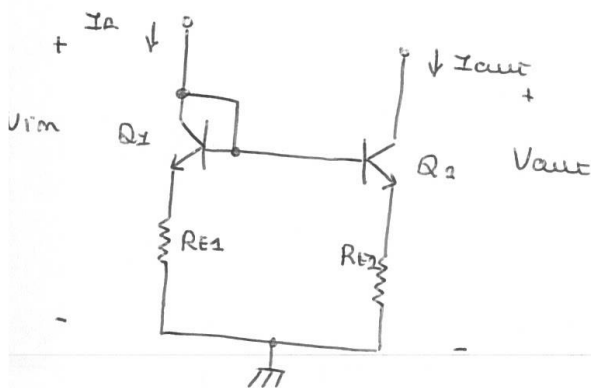
$$\bullet V_{th} = V_A$$

$$\bullet V_{HIO} = V_{CESAT2}$$

$$\bullet V_{IN} = V_{BE1} = V_T$$

$$\bullet R_{in} = r_{o1} \parallel \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{be1} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

specchio semplice a BJT npn con Resistenza di degeneratione di Emettitore



Per ottenere $\frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{I_{s2}}{I_{s1}} = K_S$

è necessario che

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

$$\rightarrow V_{B1} = V_{B2}$$

$$V_{E1} = V_{E2} \text{ sse } R_{E1} \cdot I_{E1} = R_{E2} \cdot I_{E2}$$

$$\frac{R_{E2}}{R_{E1}} = \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{1}{K_S} \Rightarrow \frac{R_{E2}}{R_{E1}} = \frac{1}{K_S}$$

$$\frac{I_{out}}{I_A} = K_S \left(1 - \frac{1+K_S}{\beta} \right)$$

$$\bullet R_{out} = r_{o2} (1 + g_{m2} R_{E2}) \approx R_{E2} \ll h_{re2}$$

R_{out} è più grande di prima.

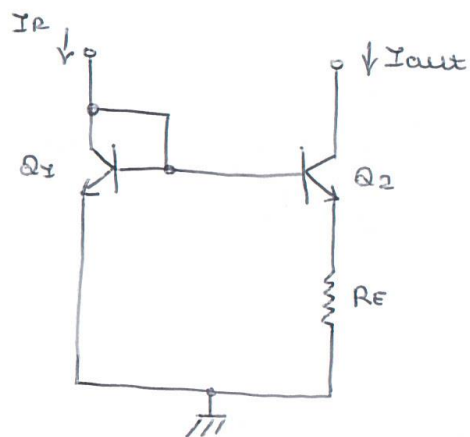
$$V_{HIO} = V_{CESAT2} + R_{E2} \cdot I_{E2}$$

$$V_{in} = V_{BE1} + R_{E1} \cdot I_{E1}$$

$$\bullet V_{th} = V_A (1 + g_{m2} R_{E2})$$

(13)

SPECCHIO DI CORRENTE WIDLAR - CURRENT DEMAGNIFIER



$$I_{C1} \sim I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$

$$I_{C2} \sim I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

$$V_{BE2} + R_E I_{E2} = V_{BE1}$$

$$\rightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}} = e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}} = e^{-\frac{R_E I_{E2}}{V_T}}$$

$$I_{C2} \sim I_{E2}, \quad I_{C2} = I_{out}$$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{-\frac{R_E I_{C2}}{V_T} - \frac{R_E I_{out}}{V_T}}$$

$$\bullet \frac{I_{out}}{I_R} \sim e$$

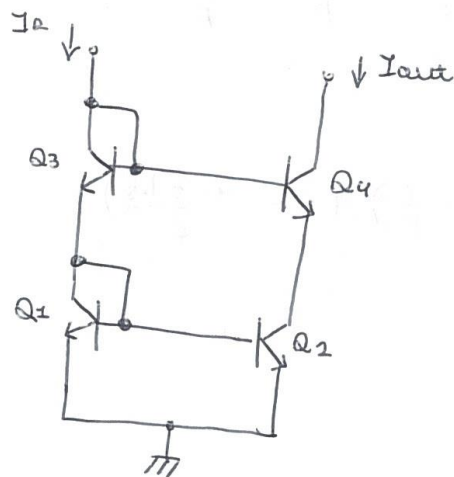
$$\bullet R_{out} = r_{o2} (1 + g_{m2} R_E)$$

$$\bullet V_{th} = V_A (1 + g_{m2} R_E)$$

$$\bullet V_{min} = V_{CESAT2} + I_{E2} R_E$$

$$\bullet V_{im} = V_{BE1} = V_{\gamma}$$

SPECCHIO DI CORRENTE CASCODE A BJT



Q_1, Q_2 definiti come $\frac{I_{out}}{I_A}$:

$$I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}\right)$$

$$I_{C4} = I_{S4} e^{\frac{V_{BE4}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE4}}{V_A}\right)$$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{\text{area}_2}{\text{area}_1} = K_S$$

Veri se $V_{BE1} = V_{BE2} \quad \checkmark$

$V_{CE1} = V_{CE2}$

Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 in F.A.A.

$$V_{CE2} = V_{CE1} + V_{BE3} - V_{BE4}$$

$V_{CE2} = V_{CE1}$ se $V_{BE3} = V_{BE4}$

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}} \right) \rightarrow \frac{I_{C4}}{I_{S4}} = \frac{I_{C3}}{I_{S3}}$$

$$\frac{I_{S4}}{I_{S3}} = \frac{I_{C4}}{I_{C3}} \sim \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = K_S$$

Perciò $\frac{\text{area}_4}{\text{area}_3} = \frac{\text{area}_2}{\text{area}_1}$

$$I_{out} = I_{C4} = I_{E4} - I_{B4} = I_{C2} - I_{B4}$$

$$I_A = I_{C3} + I_{B3} + I_{B4} = I_{E3} - I_{B3} + I_{B3} + I_{B4} =$$

$$= I_{C4} + I_{B4} + I_{B2} + I_{B4}$$

Supponendo $I_{C4} \sim I_{C2}$, $\beta_1 = \beta$ $\forall i$

$$I_{out} = I_{C2} - \frac{I_{C4}}{\beta} = I_{C2} \left(1 - \frac{1}{\beta}\right)$$

$$I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} + I_{B4} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} + \frac{I_{C2}}{\beta} + \frac{I_{C4}}{\beta} =$$

$$= I_{C1} \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{K_S}{\beta} + \frac{K_S}{\beta} \right)$$

$$\frac{I_{out}}{I_R} = K_S \cdot \frac{1 - 1/\beta}{1 + \frac{1+2K_S}{\beta}} \sim K_S \left(1 - \frac{1}{\beta} \right) \left(1 - \frac{1+2K_S}{\beta} \right)$$

con $\frac{1}{1+x} \sim 1-x$ se $x \ll 1$

$$\frac{I_{out}}{I_R} \sim K_S \left(1 - \frac{2+2K_S}{\beta} \right) + O^2\left(\frac{1}{\beta}\right)$$

- $V_{MIN} = V_{CE2} + V_{CE4 SAT} = V_{BE1} + V_{CE4 SAT}$

$$V_{CE2} = V_{CE1} = V_{BE1}$$

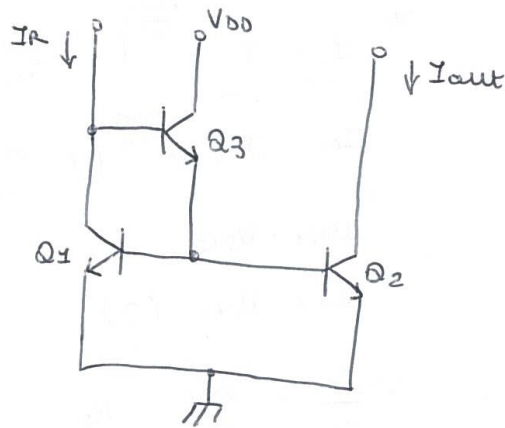
- $V_{im} = V_{BE1} + V_{BE3} = 2 V_T$

- $R_{im} \approx 2 \cdot \frac{1}{g_m}$

- $R_{out} \approx r_{o4} \left(1 + \frac{h_{fe4}}{1+K_S} \right)$

- $V_{th} = V_A \left(1 + \frac{h_{fe4}}{1+K_S} \right)$

SPECCHIO DI CORRENTE CON AMPLIFICAZIONE DELLA CORRENTE DI BASE



$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A} \right)$$

$$I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A} \right)$$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{\text{area}_2}{\text{area}_1} = K_S$$

$$I_{out} = I_{C2}$$

$$I_R = I_{C1} + I_{B3} = I_{C1} + \frac{I_{B1} + I_{B2}}{\beta + 1} = I_{C1} \left[1 + \frac{1 + K_S}{\beta(\beta + 1)} \right]$$

$$\text{con } I_{C1} = \beta I_{B1}$$

$$I_{C2} = K_S I_{C1}$$

$$\frac{I_{out}}{I_R} = \frac{K_S}{1 + \frac{1 + K_S}{\beta(\beta + 1)}} \sim K_S \left[1 - \frac{1 + K_S}{\beta(\beta + 1)} \right]$$

$$\frac{1}{1 + \gamma} \sim 1 - \gamma \quad \text{se } \gamma \ll 1$$

Etasse commesso ridotto di un fattore γ/β .

$$R_{out} = r_o$$

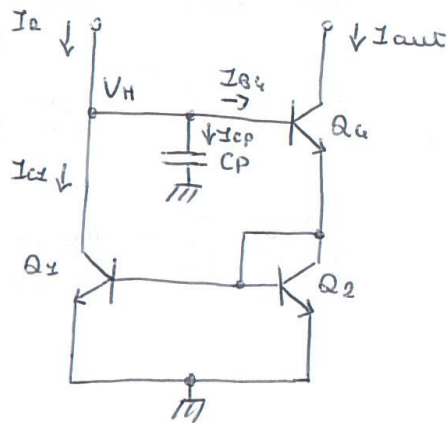
$$V_{th} = V_A$$

$$V_{MIN} = V_{CESAT2}$$

$$V_{in} = V_{BE1} + V_{BE3}$$

SPEECHIO DI WILSON

A 3 transistori:



$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A} \right)$$

$$I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A} \right)$$

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} \quad (?)$$

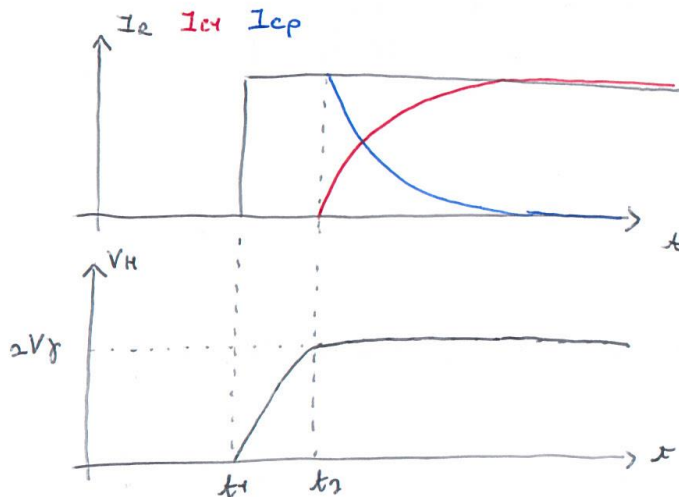
$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = K_S$$

Blocco di azione: Q_4

Blocco di reazione: Q_1, Q_2

Il blocco di azione è comandato da V_H in modo che la corrente assorbita da Q_1 sia, a meno della corrente di base di Q_4 , uguale ad I_R .

Analizzando il transitorio di accensione:



Supponiamo $V_{out} > V_{H1/2}$.

$t_1 < t_2$: $I_A = 0 \Rightarrow Q_4$ interdetto e $I_{E4} = 0$.

$$I_{C2} = 0, I_{C4} = 0.$$

$t_1 < t < t_2$: $I_{CP}(t) = C_P \cdot \frac{dV_H(t)}{dt}$

$$I_{CP} = I_A - I_{C4} - I_{B4}$$

In questi momenti $I_{CP} = I_A$, in quanto

$$I_{C4} = I_{B4} = 0$$

$t = t_2$: $V_H \approx 2V_T \rightarrow Q_4$ si accende e comincia a condurre. I_{E4} viene ripartita all'indietro dallo specchio $Q_2 : Q_1$.

$$I_{C4} \approx I_{C2} \cdot K_S \approx I_{E4} \cdot K_S \approx I_{aut} \cdot K_S$$

$$K_S = \frac{\text{area}_1}{\text{area}_2}$$

V_H si stabilizza quando $I_{C4} = I_A$

$$\rightarrow \text{In tal caso : } I_A = I_{aut} \cdot K_S.$$

PROBLEMA : $V_{CE2} \neq V_{CE1}$

$$V_{CE2} = V_{BE2}$$

$$V_{CE1} = V_{BE2} + V_{BE4}$$

E ci si introduce un'azione sistemica sul valore di K_S .

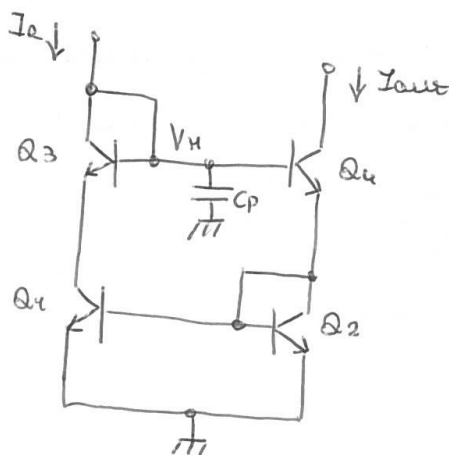
- $R_{out} = r_{o4} \left(1 + \frac{h_{fe4}}{1+K_S} \right)$

- $V_{HIN} = V_{CE1} + V_{CE4 SAT}$

- $V_{IN} = 2V_T$

- $V_{th} = V_T \left(1 + \frac{h_{fe4}}{1+K_S} \right)$

da 4 transistori:



Stesso principio di
funzionamento:

Q3 produce una
traslazione di una V_{BE}
rispetto a V_H .

Perciò: $V_{CE1} = V_H - V_{BE3} =$
 $= V_{BE2} + V_{BE4} - V_{BE3}$

Dimensionando: $\frac{area_4}{area_3} = K_S$

$V_{BE3} = V_{BE4} \Rightarrow V_{CE1} = V_{BE2}, V_{CE2} = V_{BE2} \Rightarrow V_{CE1} = V_{CE2}$.

L'equilibrio è raggiunto sempre quando $I_E \approx I_{C1}$.

$I_{out} = I_{C4} = I_{E4} - I_{B4} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} - I_{B4} \sim I_{C1}$

$I_E = I_{C3} + I_{B1} + I_{B4} = I_{E3} - I_{B1} + I_{B1} + I_{B4} =$
 $= I_{C1} + I_{B4} \sim I_{C1}$.

$\frac{I_{out}}{I_E} \sim \frac{I_{C1}}{I_{C1}}$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}, \quad I_{B2} = \frac{K_S I_{C1}}{\beta}, \quad I_{C2} = K_S I_{C1}$$

$$I_{out} = I_{C2} \left(1 + \frac{1}{K_S \beta} + \frac{K_S}{\beta} - \frac{K_S}{\beta} \right) = I_{C2} \left(1 + \frac{1}{K_S \beta} \right)$$

$$I_R = I_{C1} \left(1 + \frac{K_S}{\beta} \right)$$

$$\Rightarrow \frac{I_{out}}{I_R} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \cdot \frac{1 + \frac{1}{K_S \beta}}{1 + \frac{K_S}{\beta}} \sim K_S \cdot \left(1 + \frac{1}{K_S \beta} \right) \left(1 - \frac{K_S}{\beta} \right)$$

$$\text{Se } K_S = 1 \Rightarrow \frac{I_{out}}{I_R} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad \frac{1}{1+\gamma} \sim 1-\gamma \quad \text{se } \gamma \ll 1.$$

$$\bullet R_{out} = r_{o4} \left(1 + \frac{h_{fe4}}{2} \right) \quad \text{con } K_S = 1$$

$$\bullet V_{thN} = V_{CE4 SAT} + V_{BE2}$$

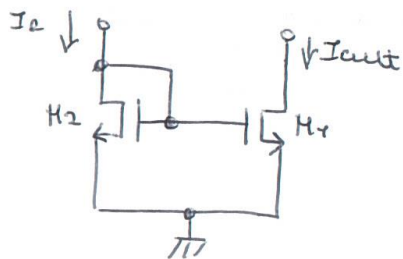
$$\bullet V_{th} = 2V_T$$

$$\bullet V_{th} = V_A \left(1 + \frac{h_{fe4}}{2} \right)$$

EFFETTO DEGLI ERRORI DI MATCHING SUGLI SPECCHI DI CORRENTE

Fim'ora la distorsione si è concentrata su un'analisi nominale al fine di valutare l'errore sistematico.

Specchio di corrente a MOSFET



$$\epsilon_r = \frac{\Delta I}{\bar{I}}, \quad \Delta I = I_A - I_{out}$$

$$\bar{I} = \frac{I_A + I_{out}}{2}$$

Supponendo M_1, M_2 momentaneamente uguali, ΔI è l'errore di matching tra M_1 e M_2 .

$$I_{DS} \sim \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$A = \frac{\beta}{2}, \quad B = V_{GS} - V_t$$

$$I_{DS} = A \cdot B^2$$

$$\frac{\Delta I_{DS}}{\bar{I}} = \frac{\Delta A}{\bar{A}} + 2 \frac{\Delta B}{\bar{B}}$$

$$V_{GS1} = V_{GS2} \Rightarrow \Delta B = -\Delta V_t$$

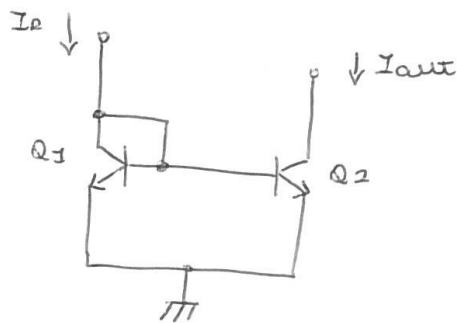
$$\rightarrow \frac{\Delta I}{\bar{I}} = \frac{\Delta \beta}{\bar{\beta}} - 2 \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}$$

$$\sigma_{\frac{\Delta I_{DS}}{\bar{I}_{DS}}} \sim \sqrt{\sigma_{\frac{\Delta \beta}{\bar{\beta}}}^2 + \left(\frac{2 \sigma_{V_t}}{V_{GS} - V_t} \right)^2}$$

Soluzioni per ridurre $\sigma_{\frac{\Delta I_{DS}}{\bar{I}_{DS}}}$:

- aumentare $V_{GS} - V_t$
- aumentare il fattore di forma.

Specchio di Corrente a BJT



$$\varepsilon_r = \frac{\Delta I}{\bar{I}}, \quad \Delta I = I_{C1} - I_{C2}$$

$$\bar{I} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{2}$$

$I_C \sim I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ trascurando gli effetti dovuti a V_{CE} .

Supponendo Q_1, Q_2 alla stessa temperatura:

$$\frac{\Delta I_C}{\bar{I}_C} = \frac{\Delta I_S}{\bar{I}_S}$$

La soluzione riguarda gli errori di matching della V_{BE} facendo riferimento a coppie di BJT in FBR con V_{BE} tali per cui $I_{C1} = I_{C2}$.

Consideriamo ΔV_{BE} di due BJT nominalmente identici alla stessa temperatura:

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \Delta \left[\ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \right] = V_T \left(\frac{\Delta I_C}{\bar{I}_C} - \frac{\Delta I_S}{\bar{I}_S} \right)$$

ma la formula fornisce ΔV_{BE} per $\Delta I_C = 0$:

$$\Delta V_{BE_{FOVD.}} = V_T \left(- \frac{\Delta I_S}{\bar{I}_S} \right) \Rightarrow \sigma_{\Delta V_{BE_{FOVD.}}} = V_T \sigma_{\frac{\Delta I_S}{\bar{I}_S}}$$

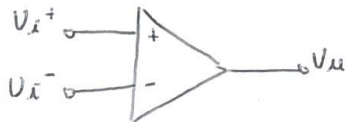
Soluzioni per ridurre $\sigma_{\frac{\Delta I_S}{\bar{I}_S}}$:

• aumentare il numero di transistori.

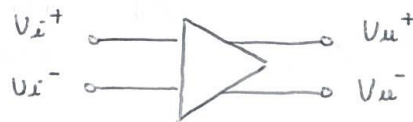
AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI

DEFINIZIONI GENERALI

Amplificatore Single Ended



Amplificatore fully Differential



Tensione di modo comune di ingresso : $V_{ic} = \frac{V_{i^+} + V_{i^-}}{2}$

" " " differenziale " " : $V_{id} = V_{i^+} - V_{i^-}$

Per un fully differential :

Tensione di modo comune di uscita : $V_{uc} = \frac{V_{u^+} + V_{u^-}}{2}$

" " " differenziale " " : $V_{ud} = V_{u^+} - V_{u^-}$

$$V_{ic} \equiv V_c, \quad V_{id} \equiv V_d$$

Per un single ended :

Amplificazione differenziale : $A_d = \frac{V_u}{V_{id}} \Big|_{V_{ic} = \neq}$

Amplificazione di modo comune : $A_c = \frac{V_u}{V_{ic}} \Big|_{V_{id} = \neq}$

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

Per un fully differential :

$$A_{dd} = \left. \frac{V_{ud}}{V_{id}} \right|_{V_{ic} = \phi}$$

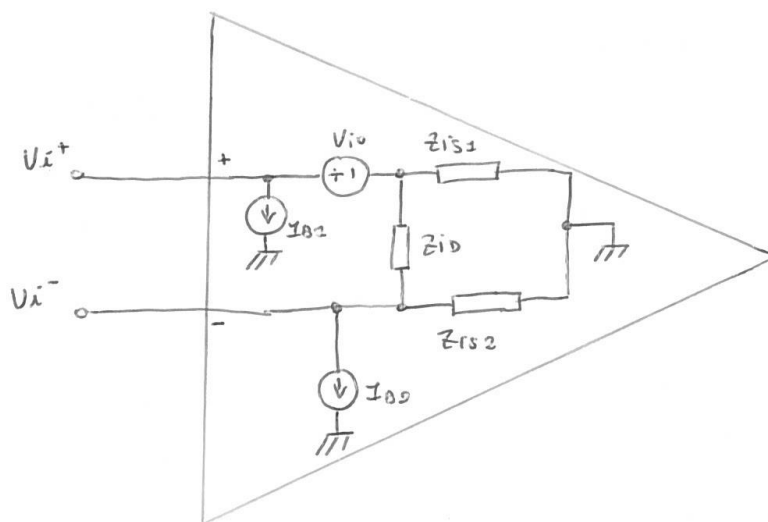
$$A_{cc} = \left. \frac{V_{uc}}{V_{ic}} \right|_{V_{id} = \phi}$$

$$A_{cd} = \left. \frac{V_{ud}}{V_{ic}} \right|_{V_{id} = \phi}$$

$$A_{dc} = \left. \frac{V_{uc}}{V_{id}} \right|_{V_{ic} = \phi}$$

$$CHRR = \left| \frac{A_{dd}}{A_{cd}} \right|$$

Circuito equivalente di ingresso :



Z_{id} : Impedenza differenziale di ingresso

Z_{is} : Impedenza di isolamento

V_{io} : Tensione di offset $\rightarrow$ tensione di ingresso di modo differenziale che rende l'uscita nulla.

$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$: corrente di polarizzazione

$I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$: corrente di offset.

(61)

Caratteristica di Impiego di modo differenziale:

regolata dall'ampiezza e dal carico

- intervallo di linearità
- intervallo di non saturazione

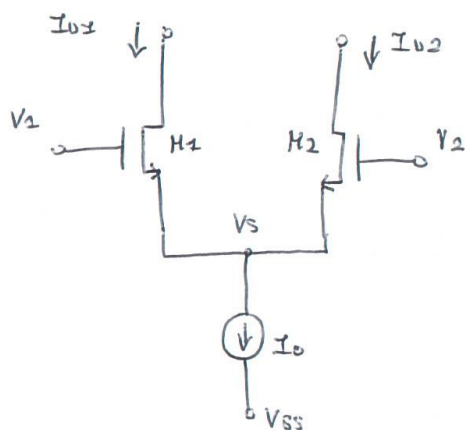
Caratteristica di Impiego di modo Comune

Caratteristica di uscita.

PGB : Prodotto Guadagno Banda

$$PGB = A_v \cdot f_H$$

COPPIA DIFFERENZIALE A MOSFET



$$V_d = V_1 - V_2$$

$$I_{D1} + I_{D2} = I_0$$

$$V_d \begin{cases} > 0 & I_{D1} > I_{D2} \\ < 0 & I_{D1} < I_{D2} \\ = 0 & I_{D1} = I_{D2} \end{cases}$$

IPOTESI:

- 1) M_1, M_2 SAT.
- 2) Transistori con U_{DS}
- 3) $M_1 \equiv M_2$
- 4) F.I.
- 5) Variazioni di V_S non modificano I_0

$$V_d = V_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta_1}} + V_{t1} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\beta_2}} - V_{t2}$$

$$(3) \rightarrow V_d = \sqrt{\frac{2}{\beta}} (\sqrt{I_{D1}} - \sqrt{I_{D2}})$$

$$V_d^2 = \frac{2}{\beta} (I_{D1} + I_{D2} - 2\sqrt{I_{D1}I_{D2}})$$

$$V_d^2 \cdot \frac{\beta}{2} - I_0 = -2\sqrt{I_{D1}I_{D2}}$$

$$6) V_d > 0 \Rightarrow I_{D1} > I_{D2}$$

$$7) V_d^2 \cdot \frac{\beta}{2} - I_0 < 0 \Rightarrow -\sqrt{\frac{2I_0}{\beta}} < V_d < \sqrt{\frac{2I_0}{\beta}}, \quad V_{dmax} = \sqrt{\frac{2I_0}{\beta}}$$

$$\left(V_d^2 \cdot \frac{\beta}{2} - I_0 \right)^2 = 4 I_{D1} I_{D2} \quad (I_{D2} = I_0 - I_{D1})$$

$$\Rightarrow I_{D1}^2 - I_{D1} I_0 + \frac{1}{4} \left(V_d^2 \cdot \frac{\beta}{2} - I_0 \right)^2 = 0$$

$$I_{D1} = \frac{I_0}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{I_0^2 - 4 \cdot \frac{1}{4} \left(V_d^2 \cdot \frac{\beta}{2} - I_0 \right)^2}$$

$$= \frac{I_0}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\beta^2}{4} V_d^2 \left(-V_d^2 + \frac{4 I_0}{\beta} \right)}$$

$$= \frac{I_0}{2} \pm \frac{\beta V_d}{4} \sqrt{\frac{4 I_0}{\beta} - V_d^2}$$

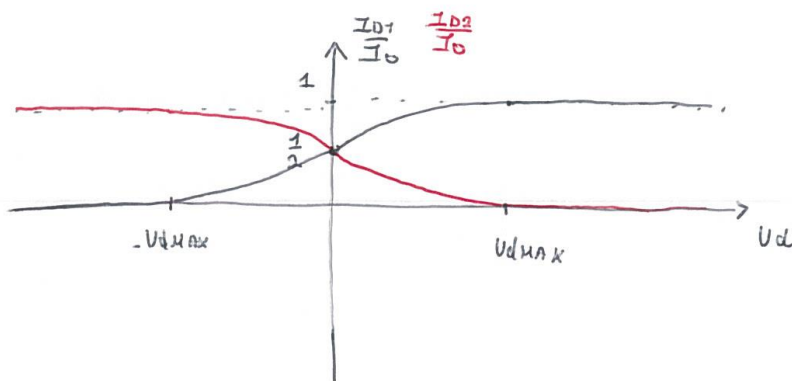
$$= \frac{I_0}{2} + \frac{\beta V_d}{4} \sqrt{\frac{4 I_0}{\beta} - V_d^2}$$

$$I_{D2} = \frac{I_0}{2} - \frac{\beta V_d}{4} \sqrt{\frac{4 I_0}{\beta} - V_d^2}$$

$$V_{dMAX} = \sqrt{\frac{2 I_0}{\beta}}$$

$$I_{D1} = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{V_d}{V_{dMAX}} \sqrt{2 - \frac{V_d^2}{V_{dMAX}^2}} \right)$$

$$I_{D2} = \frac{I_0}{2} \left(1 - \frac{V_d}{V_{dMAX}} \sqrt{2 - \frac{V_d^2}{V_{dMAX}^2}} \right)$$



Se $V_d = V_{dMAX}$: $I_{D1} = I_0$, $I_{D2} = \emptyset$

M_1 ON e M_2 OFF

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta}} + V_t = \sqrt{\frac{2I_0}{\beta}} + V_t$$

$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\beta}} + V_t = V_t$$

Se $V_d > V_{dMAX}$: $V_d \uparrow \Rightarrow V_{GS1} - V_{GS2} \uparrow$

- aumenta V_{GS1} ? NO : $I_{D1} \leq I_0$.
- diminuisce V_{GS2} ? SI : ma $I_{D2} = \emptyset$.

Perciò per $V_d > V_{dMAX}$: $I_{D1} = I_0$

per $V_d < V_{dMAX}$: $I_{D2} = I_0$

Distorsione di Ampresso : $-V_{dMAX} < V_d < V_{dMAX}$

aumentare distorsione : • $I_0 \uparrow$
• $\beta \downarrow$

$$y = \frac{V_d}{V_{dMAX}}$$

$$I_{D1} = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} y \sqrt{2-y^2}$$

$$\frac{dI_{D1}}{dy} = \frac{I_0}{2} \cdot \sqrt{2-y^2} - \frac{I_0}{2} \cdot y \cdot \frac{1}{\sqrt{2-y^2}} = \frac{I_0}{2} \left[\frac{2-y^2-y^2}{\sqrt{2-y^2}} \right] =$$

$$= I_0 \cdot \frac{1-y^2}{\sqrt{2-y^2}}$$

$$\frac{dI_{D1}}{dV_d} = \frac{dI_{D1}}{dy} \cdot \frac{1}{V_{dMAX}}$$

$$\left. \frac{dI_{D1}}{dV_d} \right|_{V_d=0 \rightarrow y=0} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{V_{dMAX}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_0}{\sqrt{\frac{2I_0}{\beta}}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\beta I_0}$$

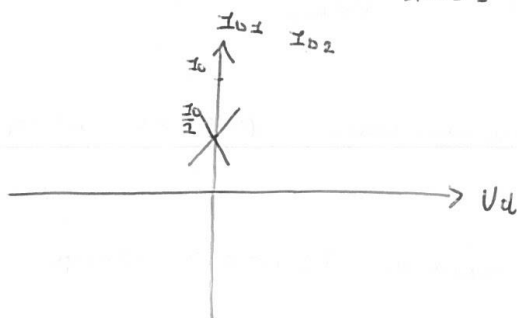
$$\text{Se } V_d=0 \Rightarrow I_{D1} = \frac{I_0}{2} \Rightarrow I_0 = 2 I_{D1}$$

$$\left. \frac{dI_{D1}}{dV_d} \right|_{V_d=0} = \frac{1}{2} \sqrt{2 I_{D1} \beta} = \frac{1}{2} g_{m1}$$

$$\left. \frac{dI_{D2}}{dV_d} \right|_{V_d=0} = -\frac{1}{2} \sqrt{2 I_{D2} \beta} = -\frac{1}{2} g_{m2}$$

$$\text{Negei antoloni de } V_d=0 \Rightarrow I_{D1} = \frac{I_0}{2} + \frac{g_{m1}}{2} V_d$$

$$I_{D2} = \frac{I_0}{2} - \frac{g_{m2}}{2} V_d$$



Analisi di V_S :

$$V_S = V_1 - V_{GS1}$$

$$V_1 = V_C + \frac{V_d}{2}$$

$$V_S = V_2 - V_{GS2}$$

$$V_2 = V_C - \frac{V_d}{2}$$

$$V_S = V_1 - \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta}} - V_t$$

$$V_S = V_2 - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\beta}} - V_t$$

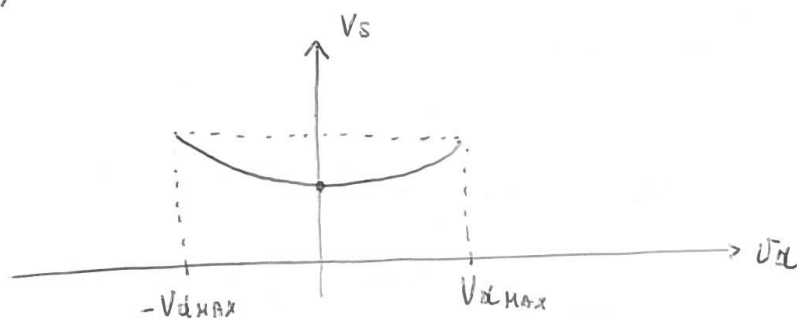
$$\rightarrow 2V_S = V_1 + V_2 - \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\beta}} - 2V_t \quad (*)$$

$$\text{Se } V_d = 0 \rightarrow V_S = V_C - \sqrt{\frac{I_D}{\beta}} - V_t = V_C - \frac{V_{dMAX}}{\sqrt{2}} - V_t$$

$$\text{Se } V_d = \pm V_{dMAX} \rightarrow V_S = V_C - \frac{V_{dMAX}}{2} - V_t$$

$$(*) \quad 2V_S = V_C + \frac{V_d}{2} + V_C - \frac{V_d}{2} - 2V_t - \sqrt{\frac{2}{\beta}} (\sqrt{I_{D1}} + \sqrt{I_{D2}})$$

$$V_S \Big|_{V_C=0} = -V_t - \sqrt{\frac{1}{2\beta}} (\sqrt{I_{D1}} + \sqrt{I_{D2}})$$

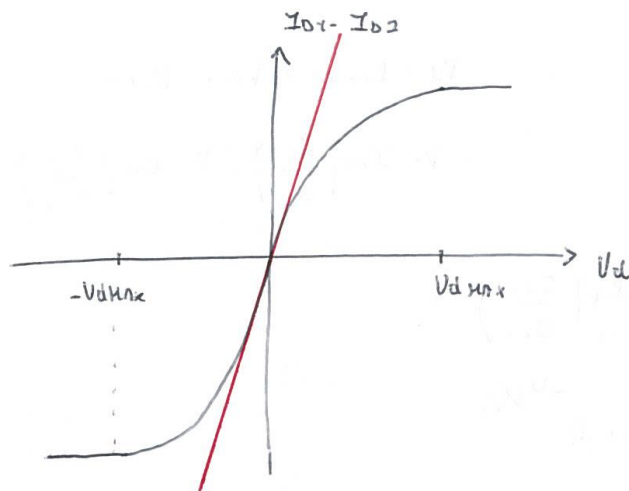


In presenza di piccole variazioni, per la proprietà di antisimmetria $S = 1$

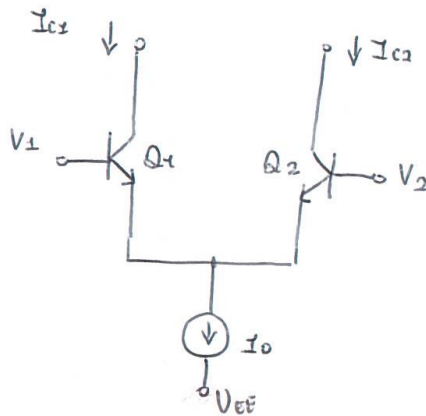
In presenza di variazioni maggiori V_S varia come giustificato.

$$I_{D1} - I_{D2} = I_0 \cdot \frac{V_d}{V_{dMAX}} \sqrt{2 - \frac{V_d^2}{V_{dMAX}^2}}$$

$$I_{D1} - I_{D2} \Big|_{\text{piccoli segnali}} = g_m V_d \quad \bullet$$



COPPIA DIFFERENZIALE A BJT



$$I_{C1} + I_{C2} \sim I_{E1} + I_{E2} = I_O$$

$$V_1 = V_{BE1}$$

$$V_2 = V_{BE2}$$

$$V_d = V_1 - V_2 = V_{BE1} - V_{BE2} =$$

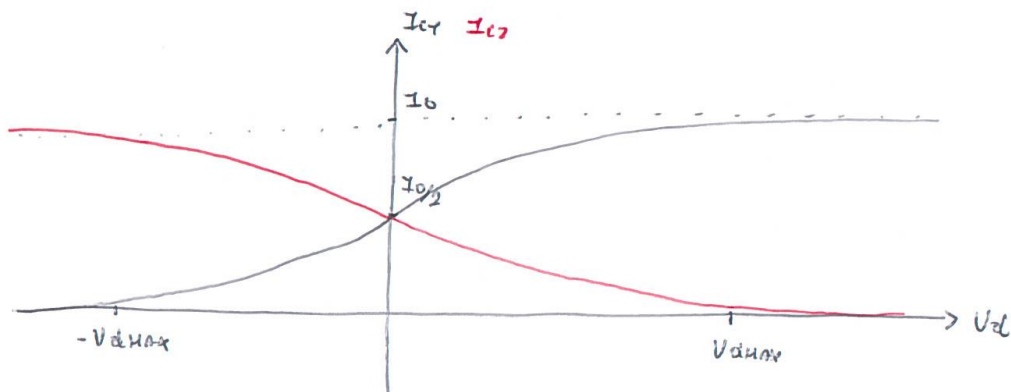
$$= V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right)$$

Se $I_{S1} = I_{S2}$: $V_d = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)$

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{V_d/V_T}, \quad I_{C2} = I_{C1} e^{-V_d/V_T}$$

$$\rightarrow I_O = I_{C1} (1 + e^{-V_d/V_T})$$

$$I_{C1} = \frac{I_O}{1 + e^{-V_d/V_T}}, \quad I_{C2} = \frac{I_O e^{-V_d/V_T}}{1 + e^{-V_d/V_T}}$$



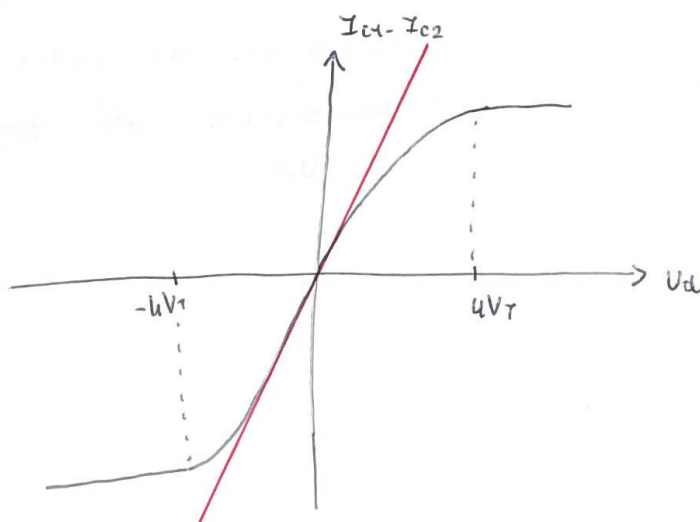
$V_{dMAX} \sim 4V_T \rightarrow$ In pratica si considera:

$$V_d > 4V_T \rightarrow \begin{cases} I_{C1} = I_O \\ I_{C2} = 0 \end{cases}; \quad V_d < -4V_T \rightarrow \begin{cases} I_{C1} = 0 \\ I_{C2} = I_O \end{cases}$$

$$I_{C1} - I_{C2} = I_0 \cdot \frac{1 - e^{-V_d/V_T}}{1 + e^{-V_d/V_T}} = I_0 \cdot \frac{e^{-\frac{V_d}{2V_T}} \left(e^{\frac{V_d}{2V_T}} - e^{-\frac{V_d}{2V_T}} \right)}{e^{-\frac{V_d}{2V_T}} \left(e^{\frac{V_d}{2V_T}} + e^{-\frac{V_d}{2V_T}} \right)}$$

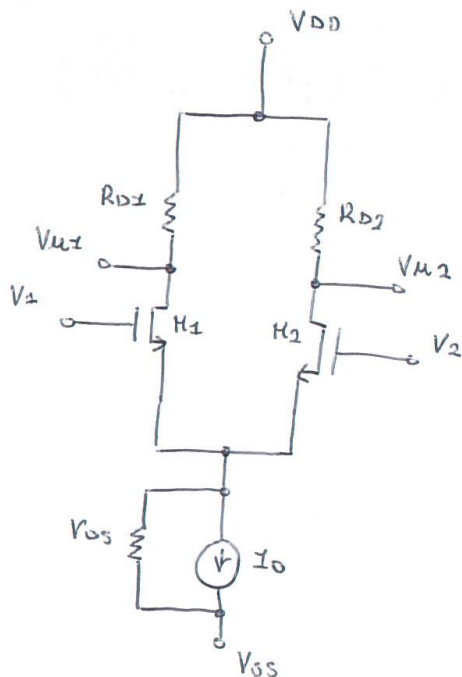
$$= I_0 \tanh\left(\frac{V_d}{2V_T}\right)$$

$$\left. \frac{I_{C1} - I_{C2}}{\text{PICCOLO SEGNALE}} \right| = g_m V_d \quad \bullet$$



La dinamica differenziale di ingresso dipende solo da V_T , non dai transistori

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE A CARICO RESISTIVO A MOSFET



r_{os} : resistenza differenziale
dello specchio che
polarizza

$$R_{D1}, R_{D2} \ll r_{d1}, r_{d2}$$

→ Questa ipotesi mi
consente di poter
trascurare gli effetti
di V_{os} .

$$V_{u1} = -i_{d1} \cdot R_{D1}$$

$$V_{u2} = -i_{d2} \cdot R_{D2}$$

$$V_{ud} = V_{u1} - V_{u2} = i_{d2} R_{D2} - i_{d1} R_{D1}$$

$$V_c \neq \phi, V_d = \phi \Rightarrow V_{u1} \sim - \frac{R_{D1}}{2r_{os}} V_c$$

$$V_{u2} \sim - \frac{R_{D2}}{2r_{os}} V_c$$

$$V_c = \phi, V_d \neq \phi \Rightarrow V_{u1} = - \frac{g_m R_{D1}}{2} V_d$$

$$V_{u2} = + \frac{g_m R_{D2}}{2} V_d$$

Caso Single Ended:

$$A_d = \left. \frac{V_{ut}}{V_d} \right|_{V_c = \phi} = - \frac{g_m R_{D1}}{2}$$

$$CHAR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = g_m r_{os}$$

$$A_c = \left. \frac{V_{ut}}{V_c} \right|_{V_d = \phi} = - \frac{R_{D1}}{2 r_{os}}$$

Caso Fully Differential

$$A_{dd} = \left. \frac{V_{ud}}{V_d} \right|_{V_c = \phi} = \frac{\left(-\frac{g_m R_{D1}}{2} + \frac{g_m R_{D2}}{2} \right) V_d}{V_d} = - \frac{g_m}{2} (R_{D1} + R_{D2})$$

$$A_{cd} = \left. \frac{V_{ud}}{V_c} \right|_{V_d = \phi} = \frac{\left(-\frac{R_{D1}}{2 r_{os}} + \frac{R_{D2}}{2 r_{os}} \right) V_c}{V_c} = \frac{-R_{D1} + R_{D2}}{2 r_{os}}$$

$$CHAR = \left| \frac{A_{dd}}{A_{cd}} \right| = \frac{R_{D1} + R_{D2}}{R_{D1} - R_{D2}} \cdot g_m r_{os}$$

Il CHAR nel caso fully differential converge a 1 in caso di matching su R_{D1} e R_{D2} .

nel caso S.E. l'amplificazione è troppo bassa in quanto il CHAR dipende da r_{os} .

nel caso F.D. $A_{dd} \sim -g_m R_D = g_m \frac{V_{RD}}{I_D} = \frac{V_{RD}}{V_{TE}} = \frac{q(V_{DD} - V_{SS})}{V_{TE}}$

con $\frac{g_m}{I_D} = \frac{1}{V_{TE}} \rightarrow A_{ddMAX}$ se D.I. $\Rightarrow V_{TE} = m \cdot V_T$

Per un BJT: $V_{TE} = V_T$: BJT ha A_{ddMAX} maggiore di quello del MOSFET.

Tensione di Offset:

Caso Fully Differential:

nel caso single ended V_{io} dipende soprattutto da errori sul valore nominale che sono molto più grandi di quelli di matching.

→ ulteriore vantaggio della configurazione s.è. rispetto a F.d.

$$V_{io} = V_d : V_{ud} = \phi$$

$$V_d = V_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2} = \Delta V_{GS}$$

$V_{GS1} = V_{GS2}$: V_{io} può essere vista come l'errore di matching tra V_{GS1} di M_1 e V_{GS2} di M_2 .

$$V_{ud} = \phi \quad \text{sse} \quad I_{D1} R_{D1} = I_{D2} R_{D2}$$

$$V_{GS} = V_{GS} - V_t + V_t = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} + V_t$$

$$G_A = V_t$$

$$G_B = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}}$$

$$V_{io} = \Delta V_{GS} = \Delta G_A + \Delta G_B$$

$$\Delta G_A = \Delta V_t$$

$$\Delta G_B = G_B \cdot \frac{\Delta G_B}{G_B} = G_B \cdot \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta I_D}{I_D} - \frac{1}{2} \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} \left(\frac{\Delta I_D}{I_D} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \right)$$

Definiamo $\frac{\Delta I_D}{I_D}$ in funzione dell'errore di matching
ou R_D :

$$Z = R_D \cdot I_D \Rightarrow \Delta Z = \phi$$

$$\phi = \Delta Z = Z \cdot \frac{\Delta Z}{Z} = R_D I_D \cdot \left(\frac{\Delta I_D}{I_D} + \frac{\Delta R_D}{R_D} \right) \Rightarrow \frac{\Delta I_D}{I_D} = - \frac{\Delta R_D}{R_D}$$

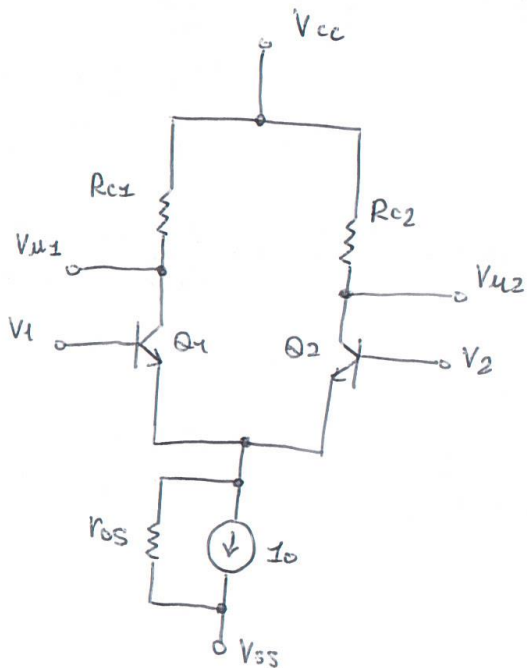
Perché risulta:

$$V_{IO} = \Delta V_t + \frac{V_{GS} - V_t}{2} \left(\frac{\Delta I_D}{I_D} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) = \Delta V_t + \frac{V_{GS} - V_t}{2} \left(- \frac{\Delta R_D}{R_D} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \right)$$

Ridurre V_{IO} :

- Ridurre al minimo $V_{GS} - V_t$;
- Aumentare dimensioni MOSFET;

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE A CARICO RESISTIVO A BJT



$$R_{c1}, R_{c2} \ll r_{o1}, r_{o2}$$

$$V_{u1} = -i_{c1} \cdot R_{c1}$$

$$V_{u2} = -i_{c2} \cdot R_{c2}$$

$$V_{ud} = V_{u1} - V_{u2} = i_{c2} R_{c2} - i_{c1} R_{c1}$$

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

$$V_c \neq \phi, V_d = \phi \Rightarrow \begin{aligned} V_{u1} &\sim -\frac{R_{c1}}{2r_{os}} \cdot V_c \\ V_{u2} &\sim -\frac{R_{c2}}{2r_{os}} \cdot V_c \end{aligned}$$

$$V_c = \phi, V_d \neq \phi \Rightarrow \begin{aligned} V_{u1} &\sim -g_m \frac{R_{c1}}{2} V_d \\ V_{u2} &\sim g_m \frac{R_{c2}}{2} V_d \end{aligned}$$

$$CHRR|_{S.E.} = g_m r_{os}$$

$$CHRR|_{F.D.} = \frac{R_{c1} + R_{c2}}{R_{c1} - R_{c2}} \cdot g_m r_{os}$$

Tensione di Offset:

$$V_{io} = V_d: V_{ud} = 0$$

$$V_d = V_1 - V_2 = V_{BE1} - V_{BE2} = \Delta V_{BE}$$

$$V_{ud} = 0 \text{ se } I_{C1} R_{C1} = I_{C2} R_{C2}$$

$V_{BE1} = V_{BE2}$: V_{io} può essere vista come l'errore di matching tra V_{BE1} di $M1$ e V_{BE2} di $M2$.

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right)$$

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \Delta \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) = V_T \left(\frac{\Delta I_C}{I_C} - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

Considerando $\frac{\Delta I_C}{I_C} = - \frac{\Delta R_C}{R_C}$

$$\Delta V_{BE} = V_{io} = V_T \left(-\frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

$$I_S = J_S \cdot A_E \rightarrow \frac{\Delta I_S}{I_S} = \frac{\Delta A_E}{A_E} + \frac{\Delta J_S}{J_S}$$

$$-\frac{\Delta I_S}{I_S} = \frac{\Delta V_{BE}}{V_T}$$

Deriva Termica della Corrente di Offset:

$\frac{\Delta I_s}{I_s}$, $\frac{\Delta R_c}{R_c}$ indipendenti da T

$$\frac{dV_{io}}{dT} = \frac{K}{Q} \left(-\frac{\Delta R_c}{R_c} - \frac{\Delta I_s}{I_s} \right) = \frac{1}{T} \cdot \frac{KT}{Q} \left(-\frac{\Delta R_c}{R_c} - \frac{\Delta I_s}{I_s} \right) = \frac{V_{io}}{T}$$

Nota V_{io} è nota anche da deriva termica.

$$\text{Se } V_{io} = 0 \Rightarrow \frac{dV_{io}}{dT} = 0.$$

Offset può essere annullato modificando opportunamente R_{c1} e R_{c2} tramite laser trimming.

AMPLIFICATORE F.D. A CARICHI RESISTIVI usato come primo stadio in A.O. a bassissimo offset.

Correnti di Polarizzazione e Correnti di Offset

a causa della necessaria corrente di base risulta:

$$V_d = V_1 - V_2 + (-I_{B1}R_{B1} + I_{B2}R_{B2}) \quad \text{con } R_{B1} \neq R_{B2}.$$

Portanto anche se $I_{B1} = I_{B2} \rightarrow I_{B1}R_{B1} \neq I_{B2}R_{B2}$,

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

Necessario mantenere bassa la I_B :

- Stadio Darlington;
- Transistor super β ;
- Circuito di generazione di I_B esterno alla sorgente;

per caso in cui $R_{S1} = R_{S2}$:

$$I_{X0} = I_{B1} - I_{B2}$$

$$I_{X0} = \left(\frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{C2}}{\beta_2} \right) \bigg|_{V_{BE} = 0} : \text{e l'espressione di matching}$$

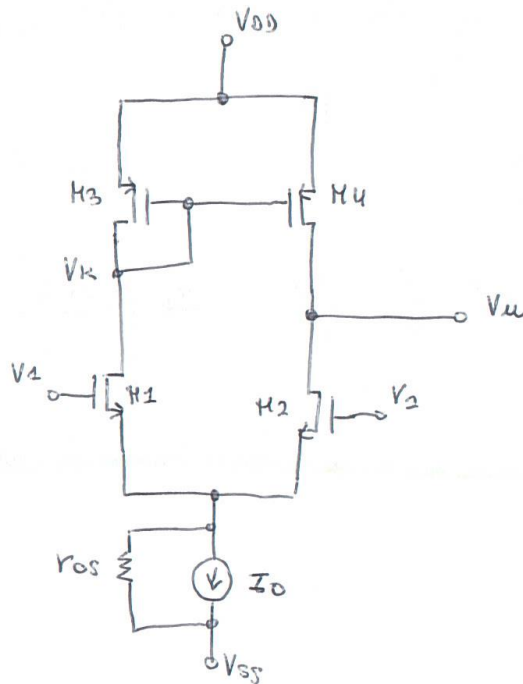
ou $\frac{I_C}{\beta}$.

$$I_{X0} = \Delta G = G \cdot \frac{\Delta G}{G} \quad \text{con } G = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_{X0} = \frac{I_C}{\beta} \cdot \left(\frac{\Delta I_C}{I_C} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) = I_B \cdot \left(\frac{\Delta I_C}{I_C} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) = I_B \cdot \left(-\frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \right)$$

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE CON CARICO A SPECCHIO

A MOSFET CON USCITA SINGLE ENDED



Punto di Riposo:

$$V_d = \phi, \quad V_d = V_1 - V_2 = V_{DS1} - V_{DS2} = \phi \Rightarrow V_{DS1} = V_{DS2}$$

Se $I_{D1} = I_{D2}$ allora $V_{DS1} = V_{DS2}$ e $|V_{DS3}| = |V_{DS4}|$.

$$\text{ma risulta } V_{DS1} + |V_{DS3}| = V_{DS2} + |V_{DS4}|$$

Perciò è impossibile che $I_{D1} \neq I_{D2}$ ma:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_O}{2}$$

Da cui risulta che:

$$V_{DS1} = V_{DS2}$$

$$|V_{DS3}| = |V_{DS4}|$$

$$V_M = V_E = V_{DD} - |V_{GS3}| = V_{DD} - |V_{tp}| - \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\beta_3}} \quad \text{con } I_{D3} = I_{D4} = \frac{I_0}{2}$$

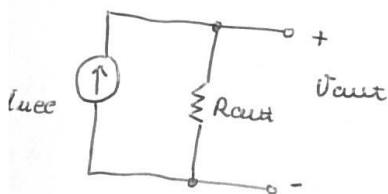
$$K_1 \equiv K_2, \quad K_3 \equiv K_4.$$

$$\rightarrow \text{dunque } g_{m4} = g_{m2} = g_{mm}, \quad r_{d4} = r_{d2} = r_{dm}$$

$$g_{m3} = g_{m1} = g_{mp}, \quad r_{d3} = r_{d1} = r_{dp}$$

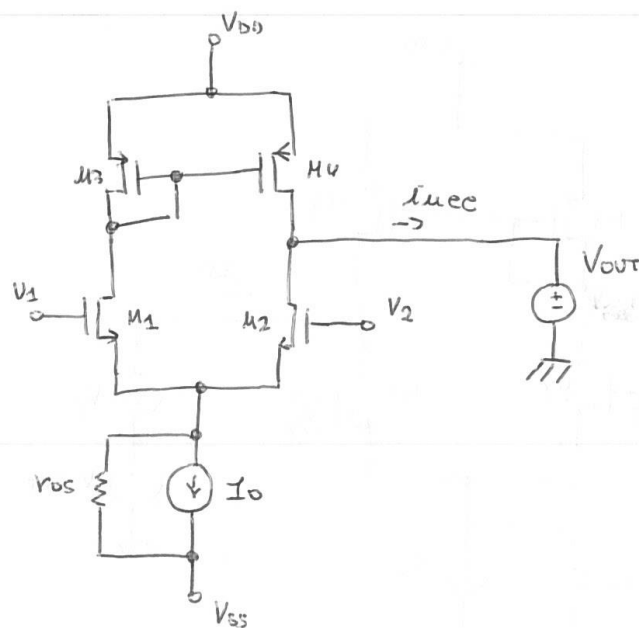
Principio di Funzionamento

Si rappresenta il circuito sostituendo all'equivalente di Norton



i_{nec} : rappresenta le variazioni di $i_{ox}(t)$ rispetto al punto di riposo V_{out} .

Calcolo della corrente i_{nec}



De c.c. alle variazioni viene realizzato semplicemente collegando all'uscita un generatore di tensione ideale pari a V_{out} che è la tensione a riposo del nodo di uscita.

$$i_{acc} = I_{D4} - I_{D2} \quad \text{con } I_{D4} = I_{D3} = I_{D1}$$

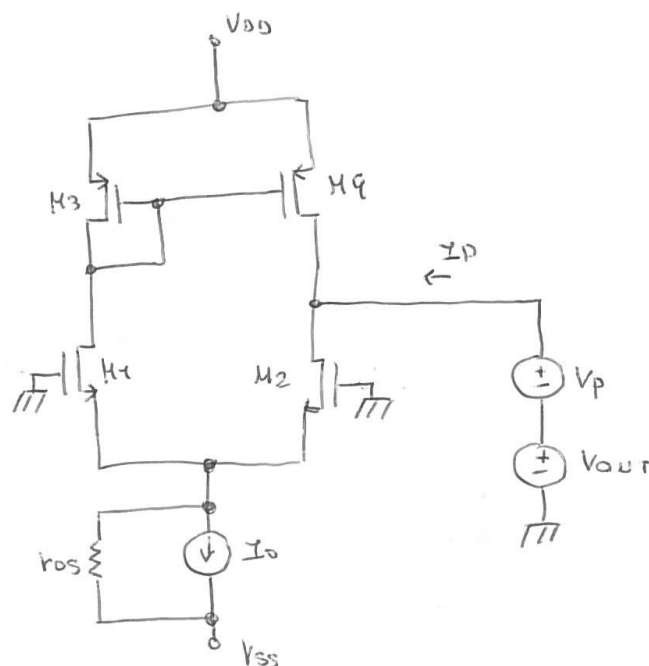
$$= I_{D1} - I_{D2}$$

$V_d \neq \phi$ provoca variazioni di segno opposto che aumentano l'intensità di i_{acc} .

$V_c \neq \phi$ provoca variazioni di segno concorde che si elidono in i_{acc} .

Calcolo di R_{out}

$$R_{out} = \frac{V_P}{I_P} \Big|_{V_1, V_2 = \phi}$$



Quindi $V_{p1} = V_p$, $V_{p2} = 0$:

$$I_{p1}^{(1)} = \frac{V_p}{R_{vp1}}$$

$$R_{vp1} = r_{d1} (1 + g_{m2} R_{s2}) \quad \text{con} \quad R_{s2} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{os} \sim \frac{1}{g_{m1}}$$

$$= r_{d1} \left(1 + g_{m2} \cdot \frac{1}{g_{m1}} \right)$$

$$g_{m1} = g_{m2} \Rightarrow R_{vp1} = 2r_{d1}$$

$$I_{p1}^{(1)} = \frac{V_p}{2r_{d1}}$$

$I_{p2}^{(1)}$: Consideriamo il percorso che fa $I_{p1}^{(1)}$:

Entra nel drain di M_1 e poi si dirige quasi completamente sul source di M_2 ($\frac{1}{g_{m1}} \ll r_{os}$).

Viene poi riflesso da $M_3 = M_4$ e esce :

$$I_{p2}^{(1)} \sim I_{p1}^{(1)} = \frac{V_p}{2r_{d1}}$$

$$I_p = V_p \left(\frac{1}{r_{d4}} + \frac{2}{2r_{d1}} \right) \Rightarrow R_{out} = \left(\frac{1}{r_{d4}} + \frac{1}{r_{d1}} \right)^{-1} = r_{d4} \parallel r_{d1} = r_{dp} \parallel r_{dm}$$

$$r_d = \frac{1}{\lambda I_D} \Rightarrow R_{out} = \frac{1}{I_D} \cdot \frac{1}{\lambda_p + \lambda_n}$$

Amplificazione di modo differenziale:

$$V_d \neq \phi, \quad V_c = \phi$$

$$I_{D1} - I_{D2} = I_0 \cdot \frac{V_d}{V_{dmax}} \sqrt{2 - \frac{V_d^2}{V_{dmax}^2}}$$

$$\text{Se } V_d \ll V_{dmax} \Rightarrow I_{D1} - I_{D2} = g_{mm} V_d$$

$$A_d = g_{mm} \cdot R_{out} = \frac{g_{mm}}{I_0} \cdot \frac{1}{\lambda_p + \lambda_n} = \frac{1}{V_{TE}} \cdot \frac{1}{\lambda_n + \lambda_p}$$

$$\text{con } V_{TEmin} = 35 \text{ mV}$$

Amplificazione di modo comune:

appiccando $V_c \neq \phi$, $V_d = \phi$, se lo specchio fosse ideale

$$i_{dq} = i_{d1} \Rightarrow i_{out} = i_{d1} - i_{d2} = i_{d1} - i_{d1} = \phi$$

$$i_{ucc} = \phi \Rightarrow V_{out} = R_{out} \cdot i_{ucc} = \phi \Rightarrow A_c = \phi$$

ma l'imperfetto del c.c. in aut ha provocato una
asimmetria nel circuito: $V_c \neq \phi \Rightarrow i_{ucc} \neq \phi$.

Rimuovo c.c. in aut.

$$V_d = \phi \Rightarrow V_u = V_k$$

$$V_k \sim i_{d1} \cdot \frac{1}{g_{m3}} \quad \text{con } i_{d1} = \frac{V_c}{2r_{os}}$$

$$V_u \sim V_k = - \frac{V_c}{2r_{os} \cdot g_{m3}} \quad A_c = - \frac{1}{2g_{mp} \cdot r_{os}}$$

$$CHRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = g_{mm} (r_{dp} \parallel r_{dm}) \cdot 2 \cdot g_{mp} r_{os} \sim (g_{mrd})^2$$

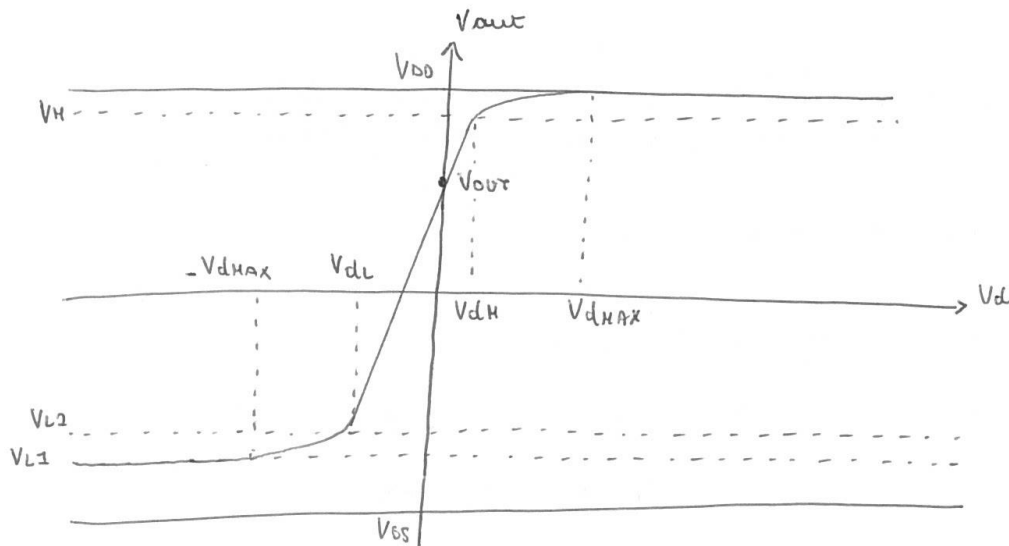
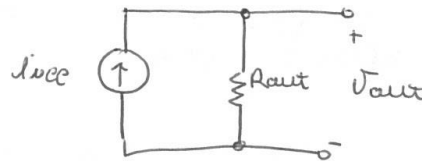
Comportamento per ampi segnali.

Si utilizza il seguente modello considerando

$$g_m = g_m(V_d)$$

$$R_{out} = R_{out}(V_d)$$

$$i_{uee} = i_{uee}(V_d)$$



Pendenza deve essere pari all'amplificazione per piccoli.

Segnali $\rightarrow$ essere lineare per $V_{L2} < V_{out} < V_H$, intervallo

in cui M_2 e M_4 sono in SAT.

Se $V_{out} > V_H$, M_4 no in TRIODO e $r_{d4} \downarrow$

Se $V_{out} < V_{L2}$, M_2 no in TRIODO e $r_{d2} \downarrow$

Imponendo SAT. per M_2 e M_4 :

$$\text{SAT. } M_4 \Rightarrow V_H = V_{DD} - (|V_{GS4}| - |V_{tp}|)$$

$$\text{SAT. } M_2 \Rightarrow V_{L2} = V_{G2} - V_{tm} = V_C - \frac{V_d}{2} - V_{tm} \sim V_C - V_{tm}$$

Per $V_d > V_{dH}$, superato $V_d = V_{dH\max}$, M_2 è completamente aperto ed M_1 e M_3 conducono tutta la I_0 .

Anche M_4 è ON ma dovendo risultare $I_{d04} = I_{d02} = \phi$ dovrà essere $V_{d04} = \phi$.

Per $V_d > V_{dH\max} \Rightarrow V_{out} = V_{DD}$.

Per $V_d < V_{dL}$, M_2 entra in TRIODO e la tensione tende ad arrivare ad un minimo $V_{L1} = V_C - V_{GS}$ a cui corrisponde $V_{d02} = \phi$.

Il corretto funzionamento dell'amplificatore avviene per $V_{dL} < V_d < V_{dH}$

DINAMICA DI USCITA

$$V_{L2} < V_{L1} < V_H$$

$$V_C - V_{tm} < V_H < V_{DD} - (|V_{GS4}| - |V_{tp1}|)$$

Diminuisce di aut limitata in basso da V_C .

DINAMICA DI INGRESSO (DI MODO COMUNE)

Applichiamo solo V_C , $V_d = \phi$.

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

1. INFERIORE: $V_C \downarrow \Rightarrow V_{S1} = V_{S2} \downarrow$ Diminuisce la tensione di uscita dello specchio che fornisce I_0 .

$$V_C - V_{GS} - V_{SS} > V_{H\min}$$

$$V_C > V_{SS} + V_{GS} + V_{H\min}$$

V_C non si può estendere fino a V_{SS} .

LIM. SUPERIORE:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_0}{2} \text{ circa costante}$$

M_1 è vincolato ad avere $V_{D1} = V_{DD} - |V_{GS3}|$, $V_{G1} = V_C$

Giungiamo ad un V_{CHMAX} : M_1 nel TRIOD

$$V_{DS1} \geq V_{GS1} - V_{th}$$

$$V_{D1} \geq V_{G1} - V_{th}$$

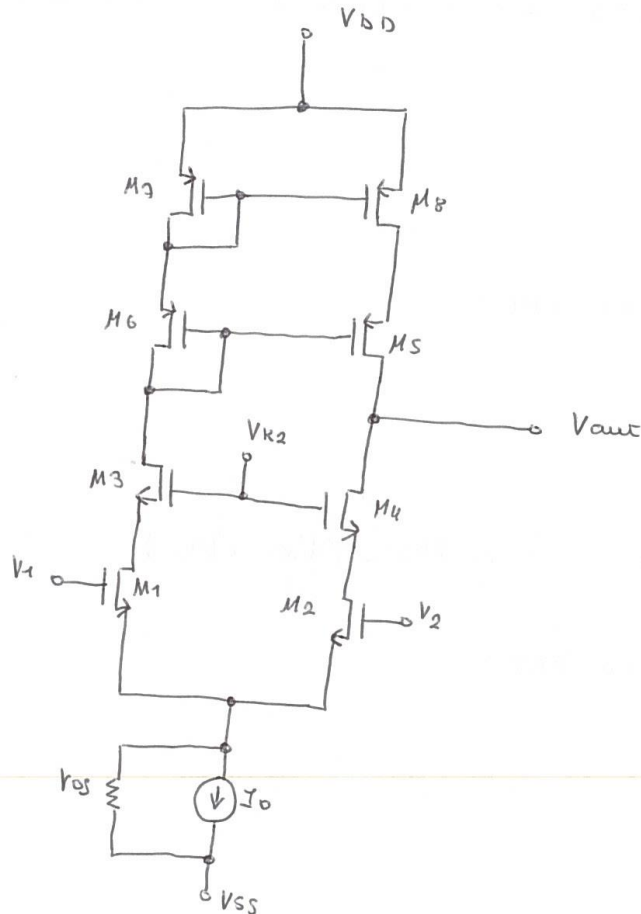
$$V_{DD} - |V_{GS3}| \geq V_C - V_{th} \Rightarrow V_C \leq V_{DD} - |V_{GS3}| + V_{th}$$

Potrebbe anche risultare $-|V_{GS3}| + V_{th} > 0$ e la

V_C può addirittura superare la V_{DD} .

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE CASCODE A MOSFET CON USCITA SINGLE ENDED

Necessario se fine di aumentare R_{out} .



R_{out} pari al parallelo della resistenza di uscita di due configurazioni cascode:

$$r_{dm} \sim r_{ds} g_{mm} r_{ds} = r_{dm}^2 g_{mm}$$

$$r_{dp} \sim r_{ds} g_{mp} r_{ds} = r_{dp}^2 g_{mp}$$

$$R_{out} = r_{dm}^2 g_{mm} \parallel r_{dp}^2 g_{mp}$$

$R_{out} \sim g_m r_d$ volte più grande dell'amplificatore differenziale a specchio semplice.

Analisi Dinamica di Uscita e di Ingresso:

La dinamica di uscita è legata al modo comune in ingresso:

V_{k2} limita un alto la dinamica di modo comune ed un basso la dinamica di uscita.

$$V_{out} < V_{DD} - V_{HIN_CASCODE}$$

$$V_c > V_{HIN_SPECCHIO\ I_D} + V_{GS}$$

Offendere M_2, M_1 sono in SAT.:

$$V_{DS2} > V_{GS2} - V_{tm}$$

$$V_{D2} > V_{G2} - V_{tm}$$

$$V_{k2} - V_{GS4} > V_c - V_{tm} \Rightarrow V_c < V_{k2} - (V_{GS4} - V_{tm})$$

Offendere M_4 rimane in SAT:

$$V_{DS4} > V_{GS4} - V_{t4}$$

$$V_{D4} > V_{G4} - V_{t4}$$

$$V_{out} > V_{k2} - V_{tm}$$

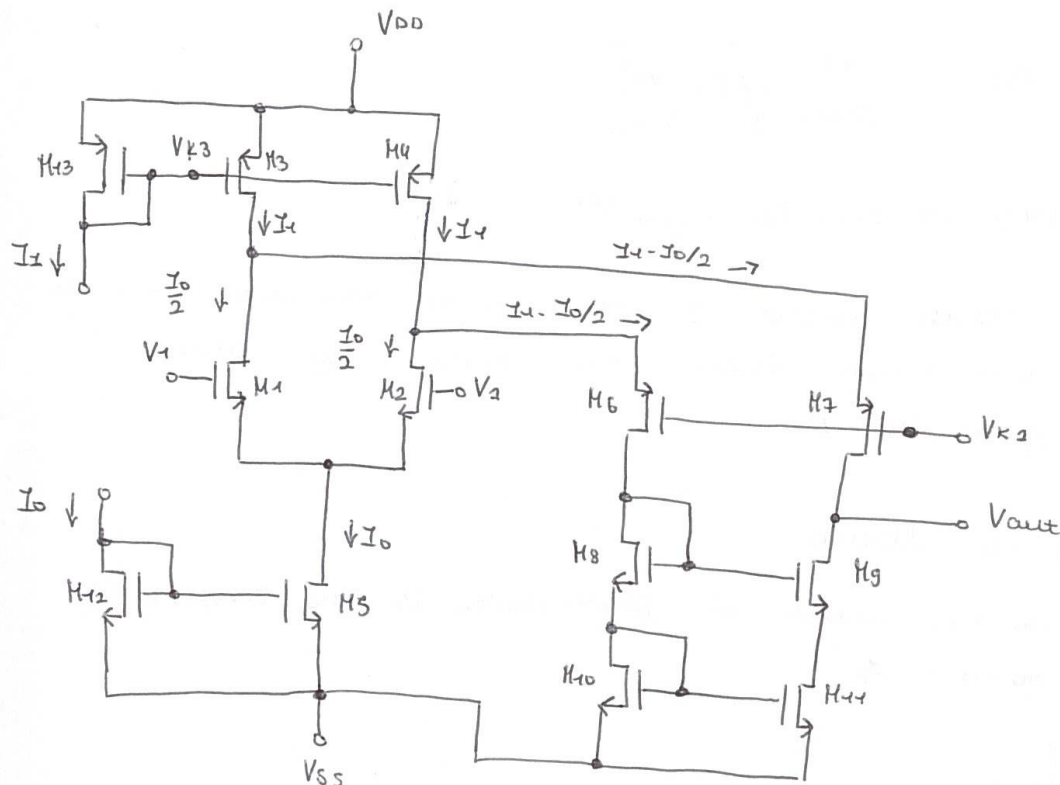
$$V_{k2} - V_{tm} < V_{out} < V_{DD} - V_{HIN_CASCODE}$$

$$V_{HIN_SPECCHIO\ I_D} + V_{GS} < V_c < V_{k2} - (V_{GS4} - V_{tm})$$

Questa configurazione non è utilizzata nei casi in cui voglia sia ampia dinamica di IN che di OUT.

$\Rightarrow$ Non adatta inoltre a lavorare con basse tensioni di alimentazione.

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE FOLDED CASCODE A MOSFET CON USCITA SINGLE ENDED



V_{k2}, V_{k3} tensioni costanti di polarizzazione.

$M3, M4$ agiscono da generatori di corrente.

Punto di riposo:

$$I_{b1} = I_{b2} = \frac{I_0}{2} ; I_{b3} = I_{b4} = I_1 - \frac{I_0}{2}$$

I_0 e I_1 sono imposte ed è necessario, al fine di avere una corretta polarizzazione, che: $I_1 - \frac{I_0}{2} > 0$

Funzionamento del circuito:

$$I_{MCC} = I_{D7} - I_{D8} = (I_1 - I_{D4}) - (I_1 - I_{D2}) = - (I_{D4} - I_{D2})$$

$$\text{Con } I_{D4} - I_{D2} = I_0 \cdot \frac{V_d}{V_{dMAX}} \sqrt{2 - \frac{V_d^2}{V_{dMAX}^2}}$$

$$\text{Se } V_d \ll V_{dMAX} \Rightarrow I_{D4} - I_{D2} = g_{mmin} V_d$$

Equazione valida perché le tensioni di drain di M_1 e M_2 sono bloccate dalla bassa impedenza degli stadi common gate M_6, M_7 .

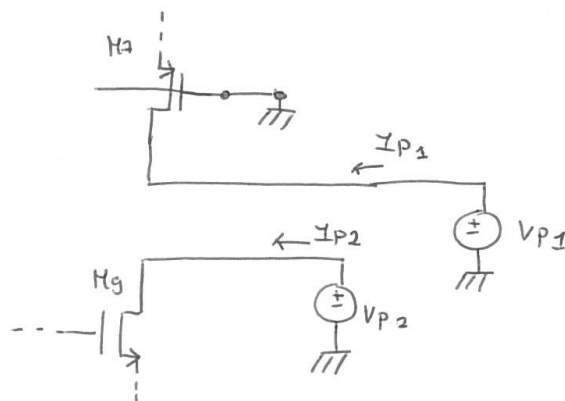
Resistenza di uscita:

Si applica in uscita un generatore V_p che produce una corrente I_p .

$$R_{out} = \left. \frac{V_p}{I_p} \right|_{V_1, V_2 = 0}$$

Si sdoppia V_p in $V_{p1} = V_{p2} = V_p$ e si eccita I_p :

$$I_p = I_{p1}^{(1)} + I_{p1}^{(2)} + I_{p2}^{(1)} + I_{p2}^{(2)}$$



$$V_{p1} = \emptyset, V_{p2} \neq \emptyset$$

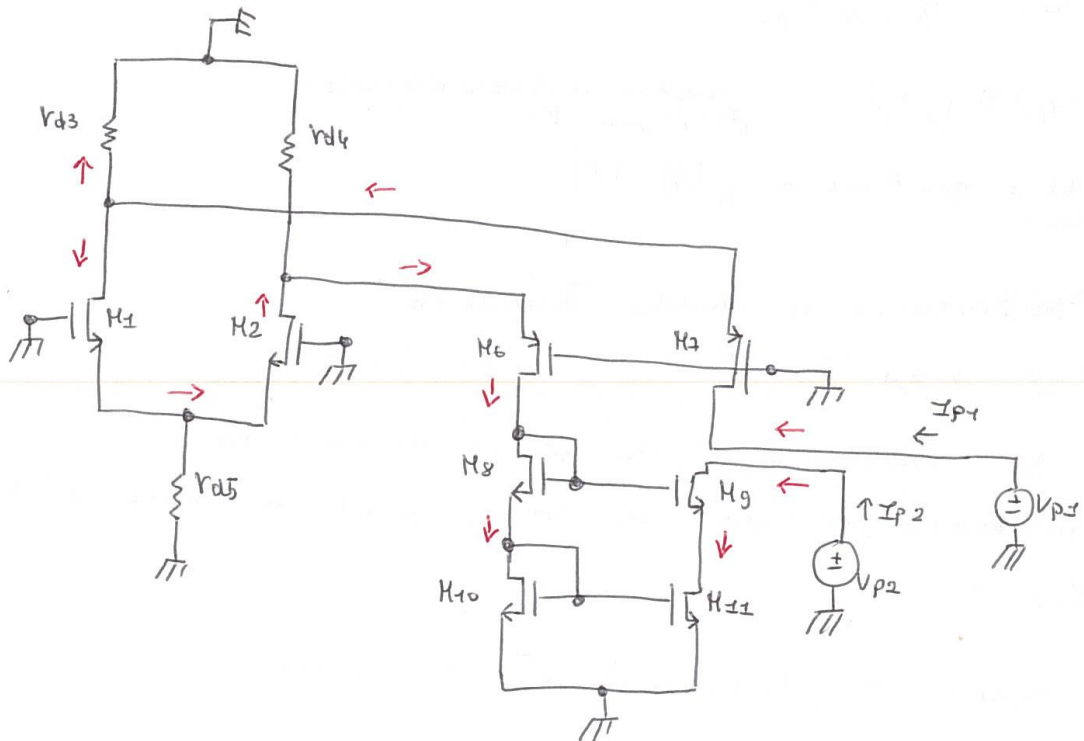
V_{p2} vede la resistenza di uno specchio e quindi:

$$I_{p2}^{(2)} = \frac{V_p}{g_{m3} r_{d1} r_{d3}}$$

$I_{p2}^{(2)}$ si ferma sul lato di uscita dello specchio e non induce corrente nel ramo di U_{p1} .

$$I_{p1}^{(2)} = \emptyset$$

$$V_{p1} \neq \emptyset, V_{p2} = \emptyset$$



$I_{p1}^{(1)}$ entra nel drain di $H7$ che ha due source $rd3$ in parallelo a quello che si trova sul drain di $H1$

$$R_{outH1} \sim 2r_{d1}$$

$$A_{vp1} \sim r_{d7} g_{m7} (r_{d3} \parallel 2r_{d1}) = g_{m7} r_{d7} \cdot \frac{2r_{d1} r_{d3}}{2r_{d1} + r_{d3}}$$

$$I_{p1}(1) = \frac{V_p}{R_{up1}}$$

$I_{p1}(1)$ si trova anche a occorrenza sul ramo di U_{p2}

seconda la seguente formula:

$$I_{p2}(1) = I_{p1}(1) \cdot \frac{r_{d3}}{2r_{d1} + r_{d3}}$$

$$I_p = I_{p1}(1) + I_{p2}(1) + I_{p1}(2) + I_{p2}(2)$$

$$R_{out} = \frac{U_p}{I_p} \sim \frac{g_m r_d^2}{3}$$

Amplificazione di modo differenziale:

$$A_d = g_m R_{out} \sim \frac{1}{3} (g_m r_d)^2$$

Amplificazione di modo comune:

$$V_d = \phi, \quad V_c \neq \phi$$

Si ha comunque, anche se il circuito non è simmetrico per via del collegamento a diodo di $M8$ e $M10$

$$I_{o8} = I_{o10}$$

si deduce che $V_{o8} = V_{o9}$ o $V_{o10} = V_{o11}$

$$\rightarrow V_{oB} = V_{o9}$$

$$\Delta I_o \Big|_{V_d = \phi} = \frac{V_c}{2r_{os}}, \quad r_{os} = R_{out} \text{ dello specchio } M5$$

$$V_{\mu} = V_{oB} = \Delta I_o \Big|_{V_d = \phi} \cdot (r_{diffM8} + r_{diffM10}) = \frac{V_c}{2r_{os}} \cdot \frac{2}{g_m} = \frac{V_c}{r_{os} g_m}$$

83

$$A_c = \left. \frac{V_u}{V_c} \right|_{V_d = \phi} = \frac{1}{g_m r_{os}}$$

$$CHRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{g_m^2 r_d^2}{3 g_m r_{os}} = \frac{g_m r_d^2}{3 r_{os}}$$

Dinamica di ingresso e di uscita:

V_u limitato in basso dallo specchio cascode:

$$V_{out} \geq V_{SS} + 2(V_{GS} - V_{th}) + V_{th}$$

Dim. veto limitata da M_9 in SAT:

$$|V_{DS9}| \geq |V_{GS9}| - |V_{tp}|$$

$$V_{S9} - V_{D9} \geq V_{S9} - V_{G9} - |V_{tp}|$$

in quanto si sa che i
moduli sono negativi.

$$V_{D9} = V_{out}, \quad V_{G9} = V_{K2}$$

$$V_{out} \geq V_{K2} + |V_{tp}|$$

$$V_{SS} + 2(V_{GS} - V_{th}) + V_{th} \leq V_{K2} + |V_{tp}|$$

V_c limitato in basso dall'amplificatore differenziale
semplice per ridondanza di strutture

$$V_c \geq V_{SS} + V_{GS} + V_{thN}, \quad V_{thN} = V_{GS} - V_{th}$$

Dim. veto da τ_{R1000} M_1 e M_2 :

$$V_{DS1} \geq V_{GS1} - V_{th}$$

$$V_{DS1} \geq V_{GS1} - V_{th}$$

(84)

$$V_{K2} + |V_{GS7}| \geq V_C - V_{tm}$$

$$V_C \leq V_{K2} + |V_{GS7}| + V_{tm}$$

$$V_{SS} + V_{GS} + V_{MIN} \leq V_C \leq V_{K2} + |V_{GS7}| + V_{tm}$$

V_{K2} deve essere il più alto possibile:

$$V_{K2MAX} = V_{DD} - \underbrace{(|V_{GS3}| - |V_{tp}|)}_{V_{SAT3}} - |V_{GS7}|$$

da cui risulta:

$$V_M \leq V_{DD} - 2(|V_{GS7}| - |V_{tp}|)$$

$$V_C \leq V_{DD} - (|V_{GS7}| - |V_{tp}|) + V_{tm}$$

considerando $V_{GS3} = V_{GS7} = V_{GS7}$

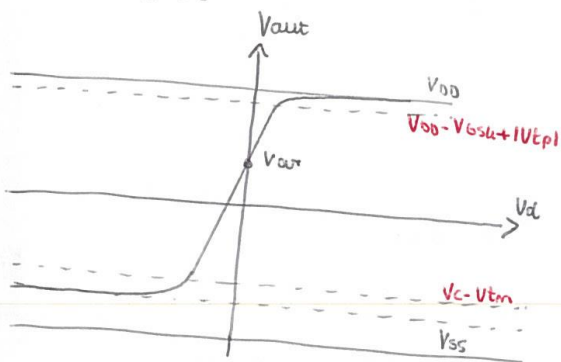
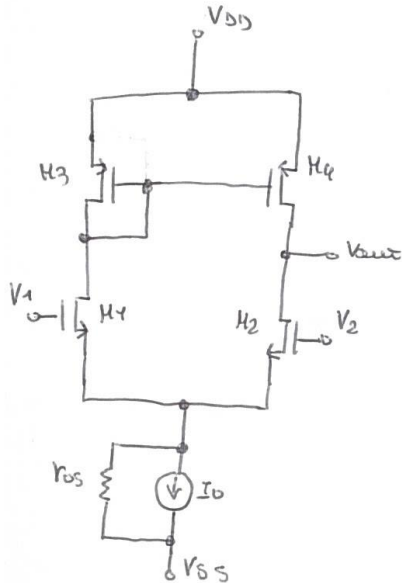
N.B. Om alto $V_M \leq V_{DD} - 100 \text{ mV}$

V_C può anche essere $>$ di V_{DD} .

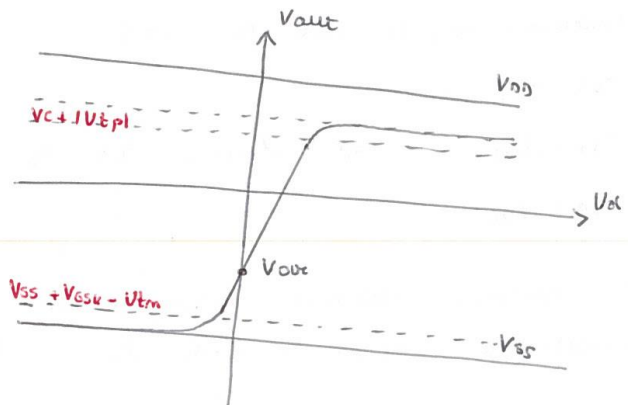
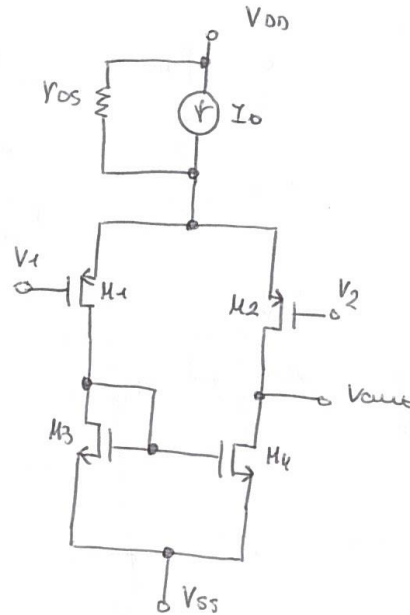
Om basso la equazione contengono V_t e perciò non è possibile avvicinarsi a V_{SS} .

AMPLIFICATORE A LARGA DINAMICA A MOSFET

AMPLIFICATORE DIFF. CON
CARICO A SPECCHIO N-MOS

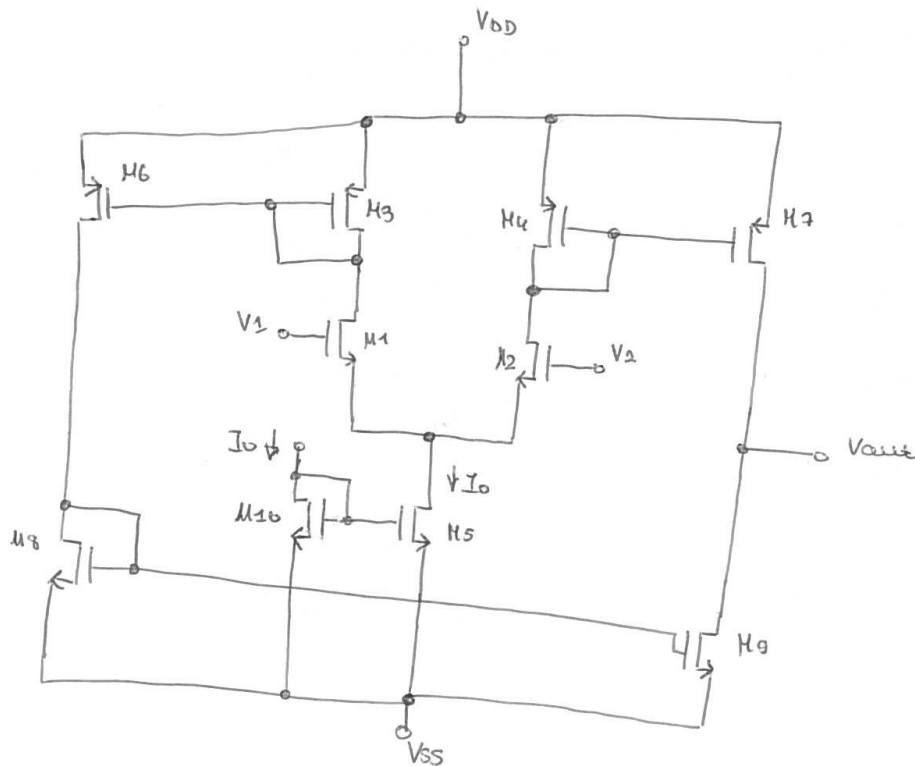


AMPLIFICATORE DIFF. CON
CARICO A SPECCHIO P-MOS



Per ottenere un'ampia dinamica di uscita è necessario che le tensioni di out e le tensioni di in non siano sullo stesso transistor.

OTA



Funzionamento del circuito:

- $I_{D7} = I_{D2}$
- $I_{D6} = I_{D1} \Rightarrow I_{DCC} = I_{D4} - I_{D3} = I_{D2} - I_{D1}$
- $I_{D9} = I_{D6}$

In questo schema terminale invertente e non invertente sono scambiate: $V_d = V_2 - V_1$.

$$R_{out} = r_{D9} \parallel r_{D7}$$

Per piccoli segnali: $i_{DCC} = g_{mm} V_d$

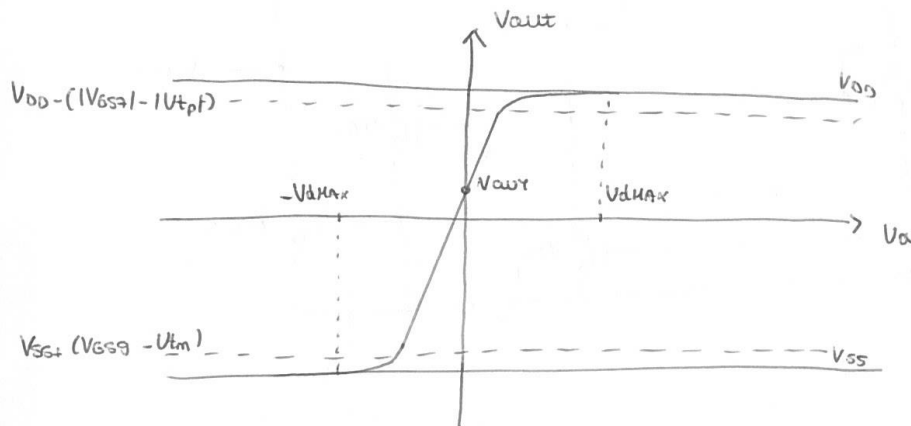
$$A_d = \frac{V_{out}}{V_d} = g_{mm} (r_{D7} \parallel r_{D9})$$

In presenza di modo comune: $i_{D1} = i_{D2}$ e a parte d'uscita introdotta dallo specchio si sottraggono in uscita

La dinamica di uscita è praticamente estesa da V_{SS} a V_{DD} e rimane praticamente costante per:

$$V_{SS} + (V_{GSQ} - V_{th}) \leq V_u \leq V_{DD} - (|V_{GSQ}| - |V_{tp}|)$$

Ci si avvicina a V_{SS} e a V_{DD} a meno di V_{OSAT} .



La dinamica di uscita è Rail to Rail.

Per la dinamica di ingresso non ci sono vantaggi:

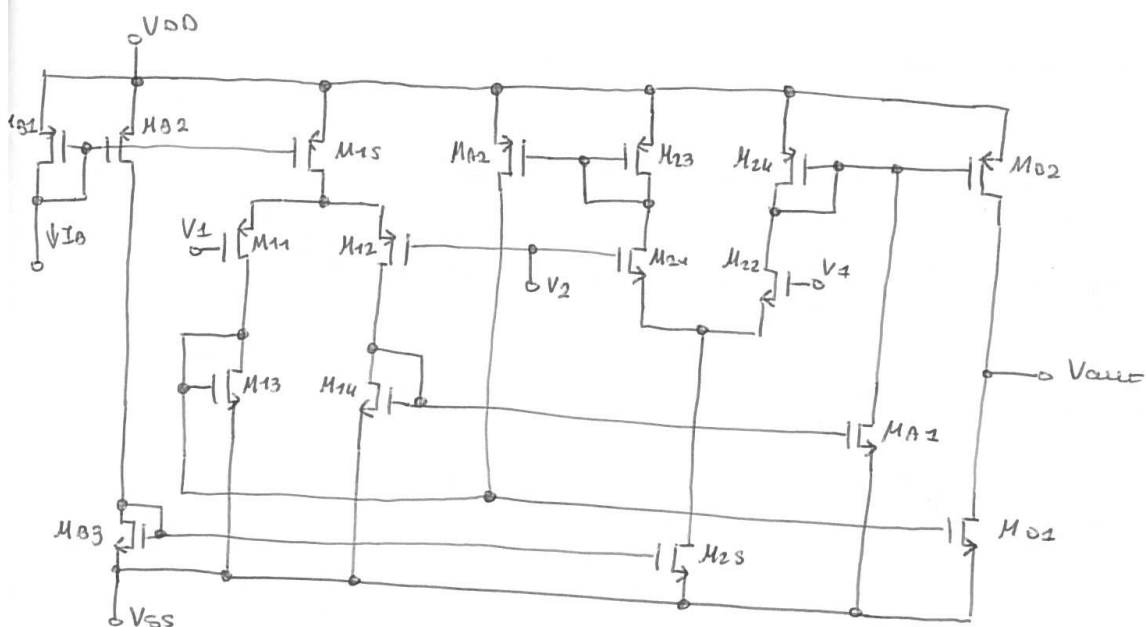
OTA NMOS: $V_{SS} + V_{GSQ} + V_{GSQ} - V_{th} \leq V_i \leq V_{DD}$

OTA PMOS: $V_{SS} \leq V_i \leq V_{DD} - V_{GSQ} - (|V_{GSQ}| + |V_{tp}|)$

Soluzione per aumentare dinamica di ingresso:

Completare in parallelo un'OTA PMOS ed un'OTA NMOS.

I due amplificatori devono avere stessi input e devono produrre i ucc che si sommano nel modo di uscita



$$I_{D24} = I_{D12} + I_{D22}$$

$$I_{D13} = I_{D14} + I_{D24}$$

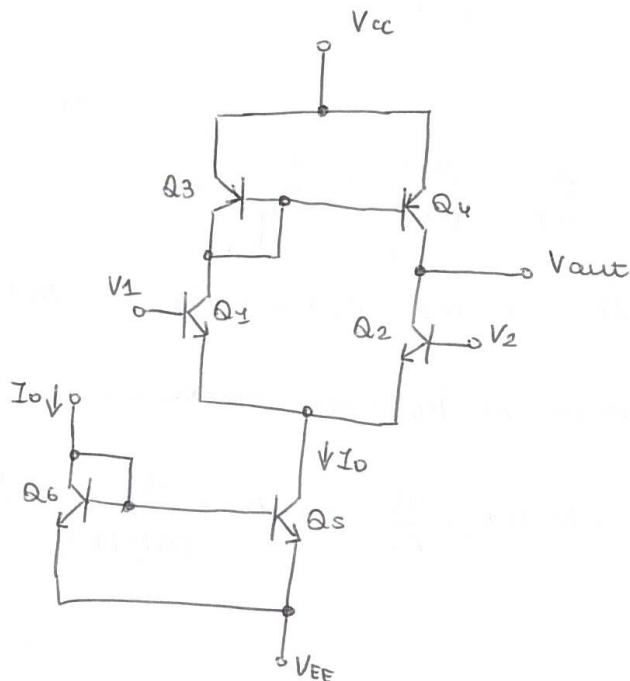
$$I_{MCC} = I_{D24} - I_{D13} = I_{D12} + I_{D22} - I_{D14} - I_{D24} \\ = (I_{D12} - I_{D14}) + (I_{D22} - I_{D24})$$

M_{A1}, M_{A2} servono a sommare le correnti.

$M_{B1} - M_{B3}$ formano la polarizzazione.

Le $g_{m_{TOT}}$ dello stadio sono a seconda della zona in cui l'amplificatore lavora.

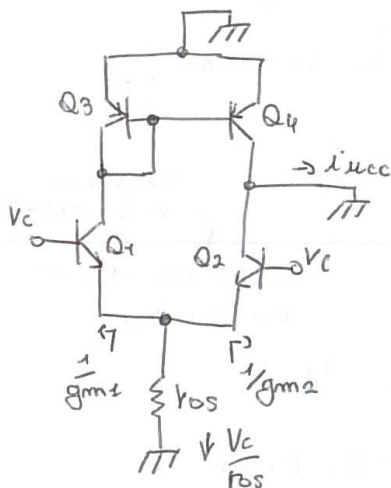
AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE CON CARICO A SPECCHIO A BJT USCITA SINGLE ENDED



$$A_d = g_{m1} \cdot (R_{om} \parallel R_{op}) = \frac{V_{Aeq}}{V_i} \quad \text{con} \quad V_{Aeq} = \left(\frac{1}{V_{Am}} + \frac{1}{V_{Ap}} \right)^{-1}$$

Analisi di modo comune:

Se $V_d = 0 \Rightarrow I_{c1} \neq I_{c2}$ la corrente della corrente di base dello specchio $Q3; Q4$.



$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = K_s \quad (\text{a riposo})$$

$$I_{c2}$$

K_s fissato da $Q3; Q4$

Applicare un V_c in ingresso provoca una variazione di $V_E \sim V_c$ ($V_E = V_c - V_{BE}$ con $V_{BE} \sim \text{cost.}$)

$$i_{c1} \sim g_{m1} V_{be1}$$

$$i_{c2} \sim g_{m2} V_{be2}$$

$$V_d = \phi \Rightarrow V_{be1} = V_{be2} \Rightarrow \frac{i_{c2}}{i_{c1}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{I_{c2}}{I_{c1}} = K_s$$

$$i_{ucc} = i_{c4} - i_{c2} = K_s' i_{c1} - i_{c2} = K_s' i_{c1} - K_s i_{c1} = i_{c1} (K_s' - K_s)$$

K_s' : rapporto dello specchio $K_B:K_C$ delle variazioni

$$i_{c2} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} i_{c1} \Rightarrow i_{c1} + K_s i_{c1} = \frac{V_c}{r_{os}} \Rightarrow i_{c1} = \frac{V_c}{(1+K_s)r_{os}} \sim \frac{V_c}{2r_{os}}$$

$$V_{out} = i_{ucc} \cdot R_{out}$$

$$\Rightarrow A_c = \frac{V_{out}}{V_c} \bigg|_{V_d=\phi} = R_{out} \cdot \frac{K_s' - K_s}{2r_{os}}$$

$$CHRR = \frac{2g_{m1}r_{os}}{K_s' - K_s} \quad \text{con } R_{out} = r_{o2} \parallel r_{o4}$$

Diagramma di uscita:

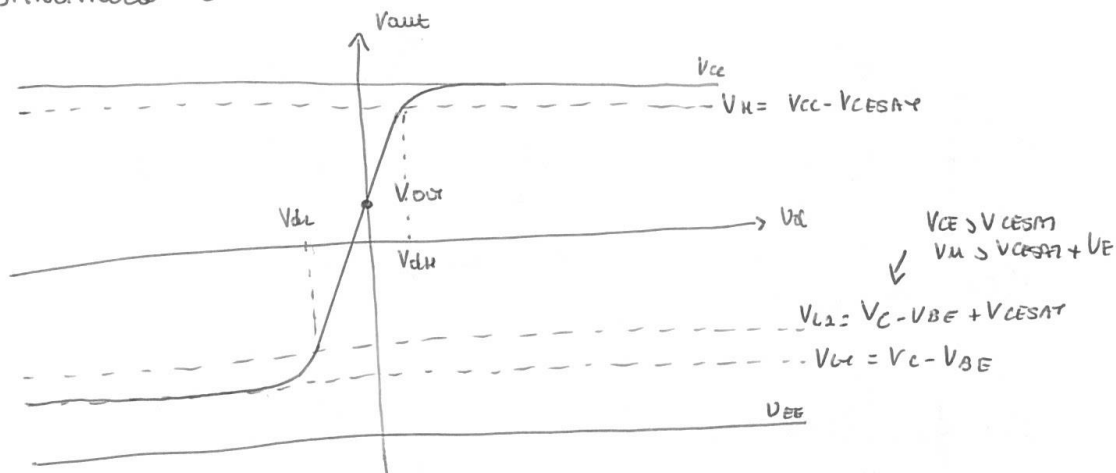


Diagramma di ingresso: $V_{EE} + V_{BE} + V_{CESAT} < V_{CL} < V_{DD} - V_{CESAT}$.

RIFERIMENTI DI TENSIONE E TRASLATORI

RIFERIMENTI DI TENSIONE

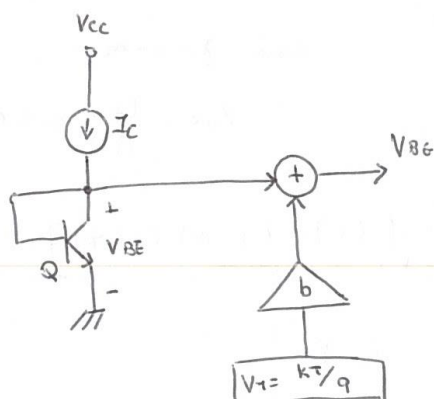
Realizzazione di sorgenti di tensioni indipendenti da T e V_{AUX} .

Circuiti con diodi Zener.

Contro:

- non disponibili in processi standard;
- V_{BZ} dipende da T ;
- non adatta a lavorare con classe V_{AUX} ;
- si ottengono tensioni molto rumorose;

Circuiti a Band Gap Integrati:



Q alimentato da un generatore di corrente I_C .

$V_{BEQ} \sim b, b \approx 0,7 V$, $V_{BE}(I_C, area)$

Questa è una tensione non stabile in quanto essa dipende fortemente dalla temperatura.

Per eliminare questa variazione si somma una tensione proporzionale a $V_t = \frac{kT}{q}$.

$$\frac{d}{dT} V_{BG} = \frac{d}{dT} V_{BE} + b \cdot \frac{k}{q}$$

la causa del fatto che $\frac{dV_{BE}}{dT} \propto T$, l'annullamento dell'effetto si avrà solo ad una specifica temperatura.

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right), \quad I_C = G \cdot T^\alpha \quad \text{con } G, \alpha = \text{cost.}$$

È difficile ottenere correnti costanti ma è facile ottenere correnti $\propto T$.

$$I_S = \frac{q A_E \cdot n_i^2 \cdot D_m}{Q_B} = F \cdot n_i^2 \cdot D_m$$

Q_B : area della base

D_m : costante di diffusione degli elettroni

A_E : area emettitore

$$n_i^2 \propto T^3 \cdot e^{-E_g/kT}$$

$$D_m = \mu_m \cdot \frac{kT}{q}$$

$$\Rightarrow I_S = B T^\gamma e^{-\frac{V_{G0}}{V_T}}$$

con $\gamma = n - m$

$$\mu_m \propto T^{-n}$$

$$V_{G0} = \frac{E_g}{q} \approx 1,12 \text{ V}$$

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{G T^\alpha}{B T^\gamma \exp \left(-\frac{V_{G0}}{V_T} \right)} \right) = V_{G0} + V_T \left[\ln(GE) - (\gamma - \alpha) \ln(T) \right]$$

$$E = B^{-1}$$

$$V_{BE} = V_{G0} + V_T \left[\ln(GE) + b - (\gamma - \alpha) \ln(T) \right]$$

b : deriva di V_{BE} rispetto a $T = T_0$ alla misura.

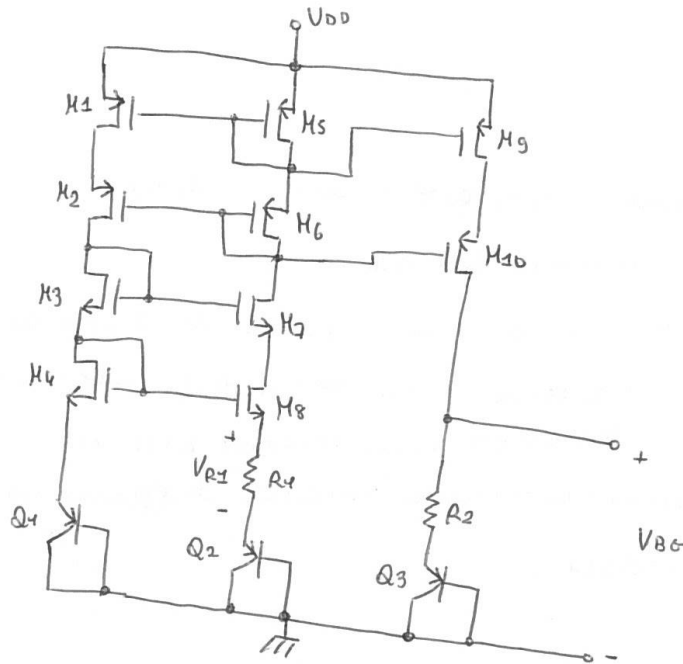
$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{k}{q} \left[\ln(GE) + b - (\gamma - \alpha) - (\gamma - \alpha) \cdot \ln(T_0) \right] = 0$$

$$\ln(GE) + b = (\gamma - \alpha) + (\gamma - \alpha) \ln(T_0)$$

$$\Rightarrow V_{BE} = V_{G0} + V_T (\gamma - \alpha) \left(1 + \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) \right)$$

Riferimento di Tensione a Band Gap in tecnologia CMOS N-WELL:

CMOS N-WELL:



$$H_1 = H_5 = H_9 = H_2 = H_6 = H_{10}$$

$$I_{D1} = I_{D5} = I_{D9}$$

$$H_3 = H_7 = H_4 = H_8$$

$$V_{GS3} = V_{GS4}$$

$$V_{GS3} = V_{GS4} \quad (\text{grazie a } H_3 \text{ e } H_7)$$

$$\rightarrow V_{S3} = V_{S4}$$

$$V_{S4} = V_{BE1} = V_{S3} = V_{BE2} + V_{R1}$$

$$\rightarrow V_{R1} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{S1} I_{C2}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)$$

$$\frac{A_{E2}}{A_{E1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = m > 1 \Rightarrow V_{R1} = V_T \ln(m)$$

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_T}{R_1} \ln(m) \Rightarrow I_{R1} \propto T$$

$$I_{R1} = I_{R2}$$

$$V_{BE} = V_{BE3} + I_{R2} = V_T \cdot \frac{R_2}{R_1} \ln(m) + V_{BE3}$$

$$\text{con } b = \frac{R_2}{R_1} \ln(m)$$

Esistono due punti di lavoro possibili: uno appena
cavitato ed uno con sovrenti nulla.

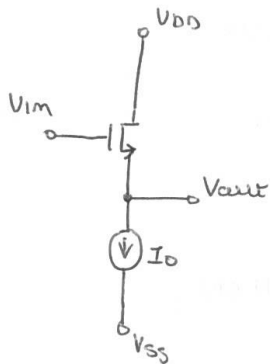
affinche' se cavitato si passi nel punto di lavoro
cavitato e' necessario utilizzare un semplice circuito
che inserisca una piccola corrente nel momento di
accensione e si discommetta una volta raggiunto
il punto di lavoro voluto.

TRASLATORI DI TENSIONE

Sommiamo una tensione costante al segnale.

TRASLATORE SOURCE FOLLOWER

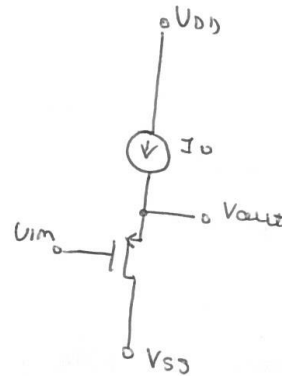
NMOS



Transistor in classe di V_{GSn}

$$V_{out} = V_{in} - \left(V_{tn} + \sqrt{\frac{2I_0}{\beta_n}} \right)$$

PMOS



Transistor in classe di $|V_{GSp}|$

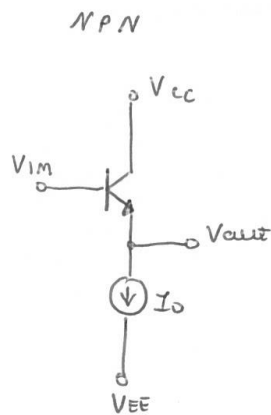
$$V_{out} = V_{in} + \left(|V_{tp}| + \sqrt{\frac{2I_0}{\beta_p}} \right)$$

$$R_{out} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\sqrt{2\beta I_0}}$$

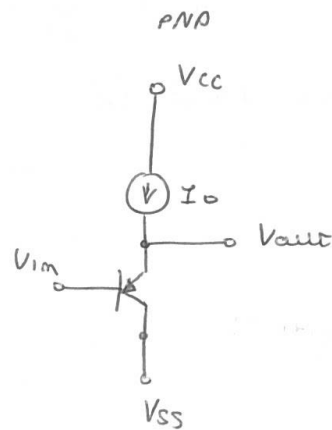
N.B.: $V_t \propto V_{SB} \Rightarrow$ se aumenta $V_{out} \equiv V_s \Rightarrow$ aumenta V_t

È presente una distorsione non lineare del segnale.

TRASLATORE EMITTER FOLLOWER

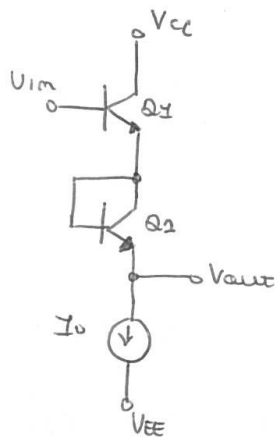


$$V_{out} = V_{in} - V_{BE}$$



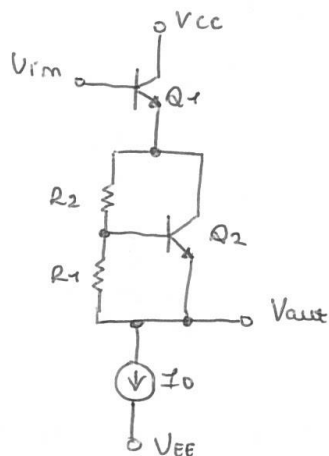
$$V_{out} = V_{in} + |V_{BE}|$$

Traslatore in classe di $2V_{BE}$:



$$V_{out} = V_{in} - 2V_{BE}$$

Moltiplicatore di V_{BE} :



$$V_{out} = V_{in} - V_{BE2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{BE1}$$

$$I_{B2} \sim \frac{I_o}{\beta_2} \ll \frac{V_{BE}}{R_1} \ll I_o$$

Giustifica che $I_{C2} \sim I_o$ e che
nel partitore $R_1:R_2$ si possa trascurare
 I_{B2} .

STADI DI USCITA E SEMPLICI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

CONSIDERAZIONI GENERALI

Per stadi di uscita fanno il compito di fornire potenza al carico.

Specifiche:

- Output voltage range;
- Current voltage range;

$$V_{out_MIN} < V_{out} < V_{out_MAX}$$

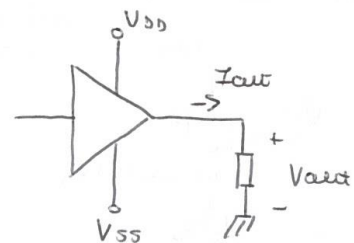
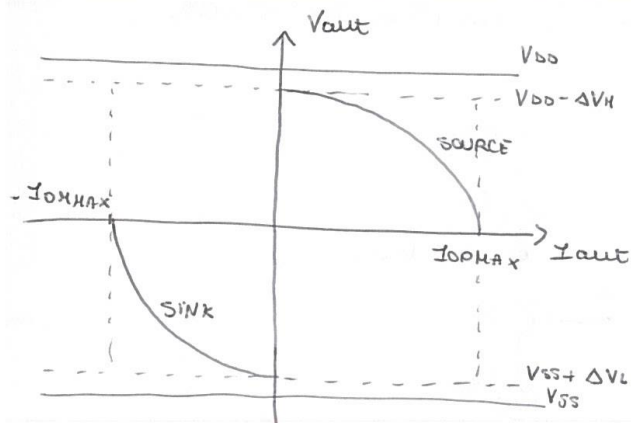
$$V_{out_MIN} = V_{SS} + \Delta V_L$$

$$V_{out_MAX} = V_{DD} - \Delta V_H$$

$$-I_{OH_MAX} < I_{out} < I_{OP_MAX}$$

uno stadio di uscita generale purpote deve essere in grado di erogare ed assorbire corrente in accordo col segno di V_{out} .

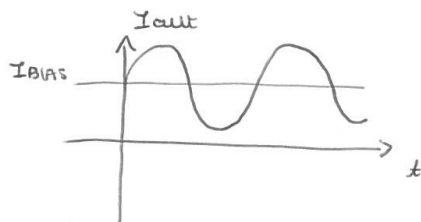
Current e Voltage specifications non sono indipendenti:



- Classe di funzionamento:

CLASSE A: un unico dispositivo fornisce potenza.

Ricircolo polarizzazione con I_{BIAS}



$$-I_{BIAS} < I_{out} < I_{OPMAX}$$

- CLASSE AB: Due dispositivi in cui I_{BIAS} non dipende da I_{out}

→ Stadio interposto quando ho bisogno di rete

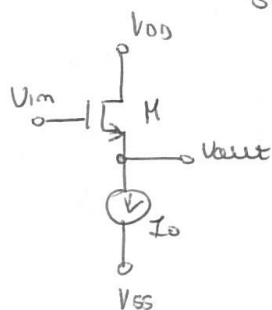
I_{out} con classe I_{BIAS}

- CLASSE B: Due dispositivi con $I_{BIAS} = 0$.

Problema del $gm \neq 0$ che provoca degrado delle performance per piccoli segnali.

SOURCE FOLLOWER OUTPUT STAGE

Quantità di uscita: tensione, oppure corrente
 R_{out} bassa.

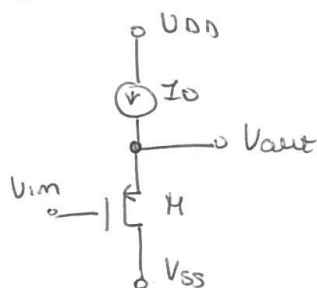


Source Follower
 classe A:

$$V_{out} = \frac{1}{gm}$$

$$V_{out} = V_{in} - V_{GS}$$

$$V_{out} < V_{DD} - V_{GS}$$



$$V_{out} = V_{in} + |V_{GS}|$$

$$V_{out} > V_{SS} + |V_{GS}|$$

com $V_{SS} < V_{in} < V_{DD}$.

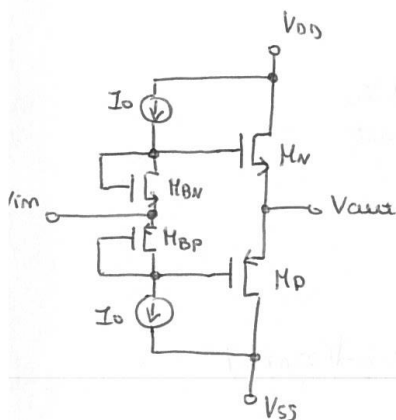
V_{GS} include $V_{TN} \approx 0,5V$ e per g_m NMOS in un processo CMOS N-WELL, V_t include l'effetto Body.

Inoltre all'aumentare di I_D , V_{GS} aumenta riducendo la dinamica di uscita.

Om conclusione, usare uno stadio Source Follower porta una perdita di circa $1V$ da una delle due alimentazioni.

I_0 imposta $-I_{OHMAX}$ in N stage e I_{OPMAX} in P stage.

Source Follower Class AB:

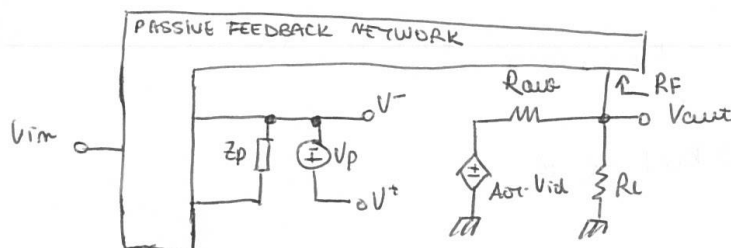


$$I_{BIAS} = \frac{\beta_n}{\beta_{Bn}} \cdot I_0 = \frac{\beta_p}{\beta_{Bp}} \cdot I_0$$

$-I_{OHMAX}$ e I_{OPMAX} definiti dalla frazione $\frac{W}{L}$ di M_N e M_P .

RESISTENZA DI USCITA ELEVATA

Oggi gli stadi di uscita sono configurazioni common source con $V_{out} \approx V_d > \frac{1}{g_m}$, ma questo non è un problema quando A.O. è chiuso in reazione.



A.O.: guadagno ad anello aperto.

$|B| \leq 1$, $|BA| \gg 1$ se $|A| \gg 1$

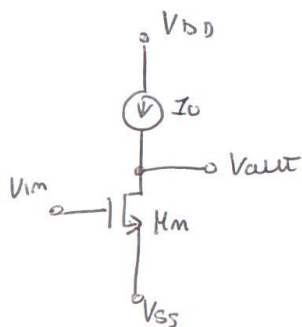
$$A = \left. \frac{V_{out}}{V_P} \right|_{V_{in}=\phi} = A_{OT} \cdot \frac{R_L // R_F}{R_L // R_F + R_{out}} = A_{OT} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{out}}{R_L // R_F}}$$

Se $R_{out} > R_L // R_F \Rightarrow A < A_{OT}$, ma comunque $|BA| \gg 1$

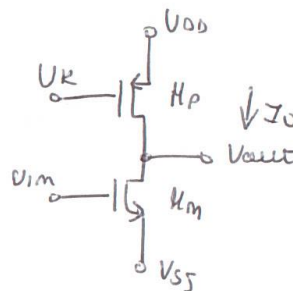
Posso quindi realizzare stadi con resistenza di uscita relativamente alta.

STADI DI USCITA COMMON SOURCE

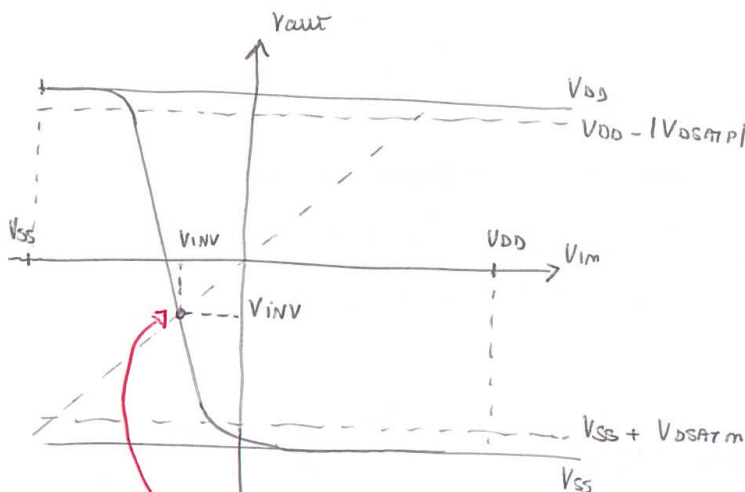
CLASSE A



$\Rightarrow$



Regione di linearità: $V_{SS} + V_{DSATM} \leq V_M \leq V_{DD} - |V_{DSATP}|$



$$A = \left| \frac{dV_{out}}{dV_{in}} \right| = g_{mM} (r_{dM} // h_{dP}) < \infty$$

È uno stadio Invertente a differenza di Source Follower.

(11)

$$R_{out} = r_{dm} // r_{dp}$$

Questo è uno stadio che opera in classe A.

Common Source in classe AB:

